マイクロウエーブ　プログレス　レポート　２０１３

目次

２０１３マイクロウエーブミーティング
2013 All Japan Microwave Meeting

２０１３年１１月１７日
於　シーサイドホテル芝弥生　会議室

後援
社団法人　日本アマチュア無線連盟

協賛（五十音順）
大畑電機製作所
神奈川マイクロウエーブ
株式会社コスモウェーブ
斉藤電気商会
ＣＱ出版
セブロン電子
三協特殊無線
ＴＳＳ
マキ電機株式会社
JE7XCJ☆しまくら

２０１３マイクロウエーブミーティング開催委員会
http://www.microwavemeeting.org/
ＪＧ１ＴＦＦ　坂巻　亨
ＪＦ１ＷＫＸ　勝間伸雄
ＪＡ６ＸＫＱ　武安義幸
ＪＡ１ＣＵＹ　菱木　豊
ＪＦ１ＸＰＦ　三浦哲郎
ＪＮ１ＱＫＵ　宮原良一
ＪＳ１ＧＯＲ　木村正勝
ＪＲ１ＤＩＩ　野口和義

１０ＧＨｚＥＭＥ受信コンバータの製作

ＪＡ４ＢＬＣ　又賀義郎

１．はじめに

日本の１０ＧＨｚにおけるＥＭＥ周波数は１０４５０～１０４５２ＭＨｚです。これは世界で広く使われているＥＭＥ周波数１０３６８ＭＨｚと８２ＭＨｚほど離れており、海外局は日本と交信するためには、１０４５０ＭＨｚを受信するコンバータを用意しなければなりません。そのため、１０ＧＨｚＥＭＥの運用局でも１０４５０ＭＨｚを受信出来ない局が多く、日本からはなかなか交信数が増えないのが悩みです。

１０ＧＨｚＥＭＥを始めて以来、簡単に１０４５０ＭＨｚを受信できないだろうか、と考えていました。そこで、１０３６８ＭＨｚＥＭＥ局向けに１０４５０ＭＨｚ受信コンバータ（以下、本コンバータ）を開発しました。

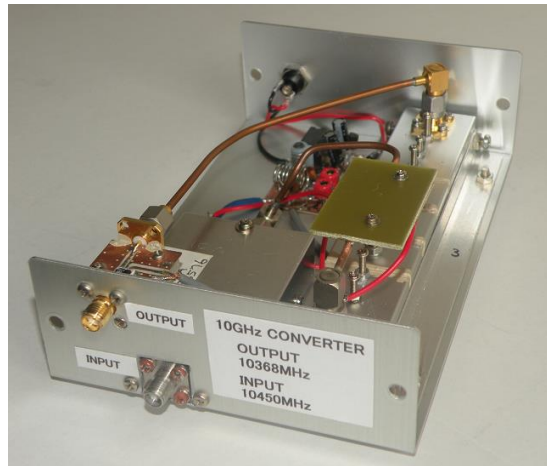



写真１　１０４５０ＭＨｚ受信コンバータ

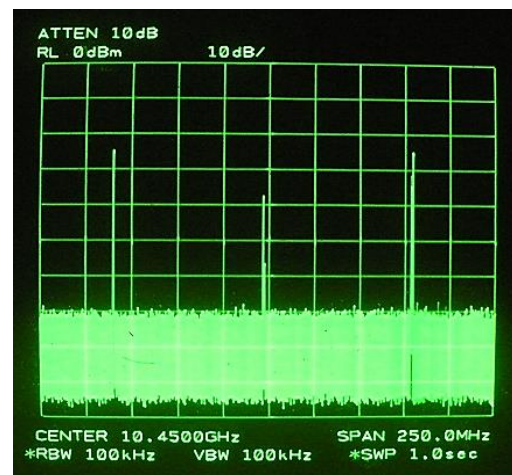
２．１０４５０ＭＨｚ受信コンバータの構成

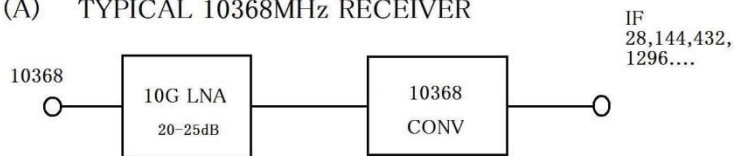
本コンバータは通常の周波数構成とは違っていて、「入力信号周波数１０４５０ＭＨｚ、ＩＦ出力周波数１０３６８ＭＨｚ」というもので、局発周波数は８２ＭＨｚです。

海外の１０３６８ＭＨｚＥＭＥ局は図１（Ａ）のように、アンテナ直下のＬＮＡ（低雑音アンプ）と１０３６８ＭＨｚ受信機を持っています。本コンバータは図１（Ｂ）のようにＬＮＡと１０３６８ＭＨｚ受信機の間に挿入します。

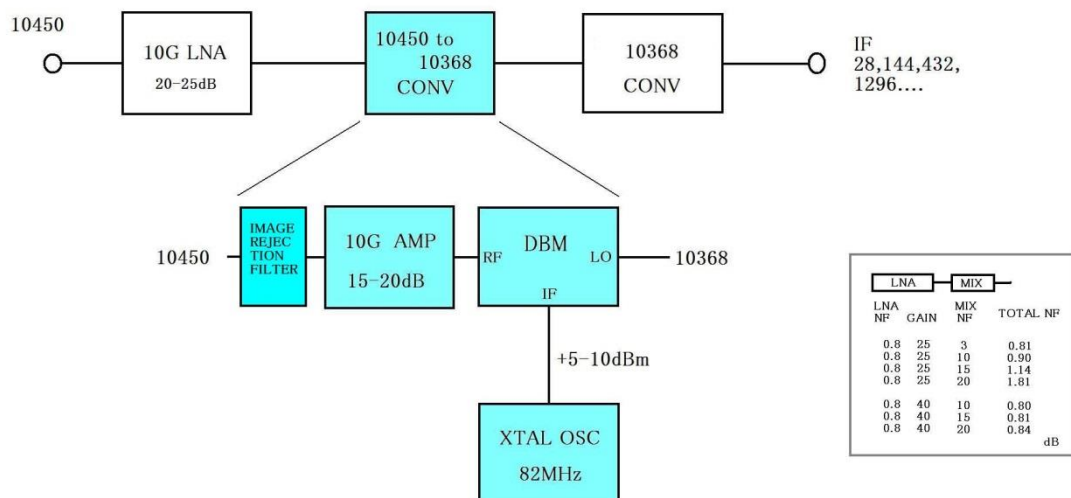
実際に本機を組み込んで運用するには、図１（Ｃ）のように同軸リレーなどを使った１０３６８／１０４５０の切り替え回路が必要です。

写真２　コンバータのＩＦ出力スペクトル

本コンバータのＩＦ端子には１０３６８ＭＨｚ（＝１０４５０ＭＨｚ－８２ＭＨｚ）成分のほかに同じレベルで上側ヘテロダイン成分（１０５３２ＭＨｚ＝１０４５０ＭＨｚ＋８２ＭＨｚ）も生じます。の中央に見えるラインがミクサを通り抜けた１０４５０ＭＨｚ成

分、左ラインがミクサで生成された１０３６８ＭＨｚ、右ラインが１０５３２ＭＨｚ成分で、左右同じ振幅です。

　本コンバータはＩＦフィルタを持ちませんが、後段に接続される１０３６８ＭＨｚ受信機で上ヘテロダイン成分を除去してもらおうと期待しています。１０４５０ＭＨｚに使用できない受信機ですから、上ヘテロダイン成分１０５３２ＭＨｚも十分除去されるだろうとの目算です。

(B)　CONCEPT OF 10450MHz RECEIVER

LNA NF	GAIN	MIX NF	TOTAL NF
0.8	25	3	0.81
0.8	25	10	0.90
0.8	25	15	1.14
0.8	25	20	1.81
0.8	40	10	0.80
0.8	40	15	0.81
0.8	40	20	0.84

dB

(C)　DUAL CHANNEL RECEIVER

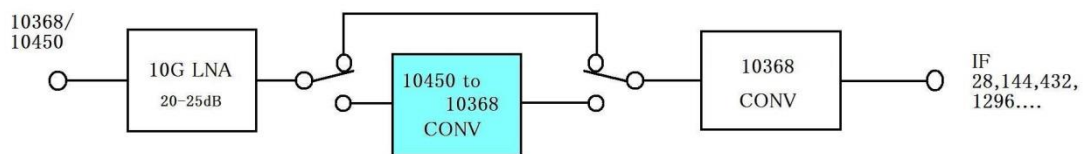



図１　１０４５０ＭＨｚコンバータの構成と使用法

　また本コンバータのミクサ（ＤＢＭ）は入力イメージ周波数が１０２８６ＭＨｚ（＝１

０４５０MHｚ－２×８２MHｚ）となります。この周波数成分を除去するイメージ除去フィルタを入力部に設ける必要があります。このイメージ除去フィルタはミクサを通り抜ける１０３６８MHｚEME信号をブロックする働きも担うので、１０３６８MHｚをできるだけ減衰させる特性が望まれます。すなわち、フィルタの通過域を１０４５０MHｚとし、１０３６８MHｚ、１０２８６MHｚを－３０～－４０ｄB以下に減衰させる特性を要求されます。これは導波管フィルタやパイプキャップ・フィルタ２段カスケード（写真３）で実現できますが、両者を試したところ、帯域幅調整の容易さ、帯域外の減衰特性の良さの点で導波管フィルタが有利とわかりました。(写真４）

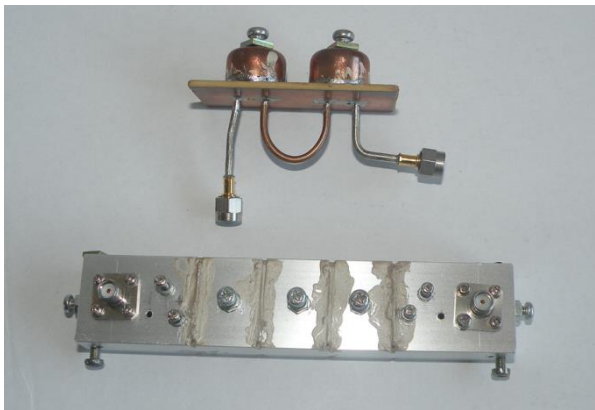



写真３　試作したパイプキャップ・フィルタと導波管フィルタ

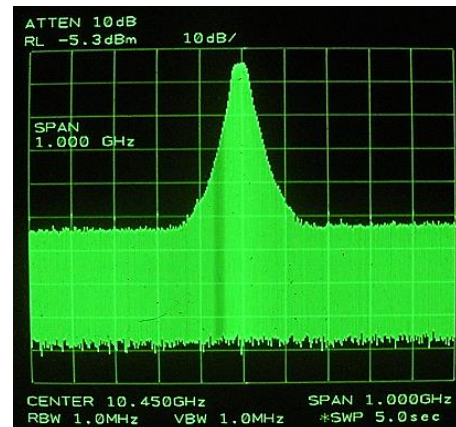



写真４　導波管フィルタの伝送特性

（BW３０MHｚ）

導波管フィルタの製作・調整はアマチュアにとってそう簡単なことではありませんが、別稿で紹介するように、設計をパソコン表計算ソフトに組むこと、導電性ペイントでキャビティ仕切り板を固定することで、導波管フィルタの製作が容易になりました。

ＤＢMの損失は－７～－１５ｄB程度なので、ＬＮAの利得が少ないと受信総合ＮＦに影響を与えます。またイメージ除去フィルタの損失も数ｄＢあるため、ＤＢMの前にさらに１０ＧＨｚアンプを追加して、ＤＢM挿入損失、フィルタ損失の影響を軽減する必要があります。

３．ＮＦ評価

ＤＢMの変換損失がかなり大きいため、ＬＮAが前置されるとはいえ、総合ＮＦの劣化が気になります。表１にＬＮAのＮＦ、利得、ＤＢMの変換損失を仮定した総合ＮＦを計算しました。ＬＮAの利得は、トップのＬＮAの利得と追加１０Gアンプの利得、イメージ除去フィルタの損失を合計したものです。この利得が４０ｄＢあれば、ＤＢMの損失が－１０～－２０ｄＢあってもほとんど影響しないことがわかります。

LNA — MIX

LNA NF	LNA GAIN	MIX NF	TOTAL NF dB
0.8	25	3	0.81
0.8	25	10	0.90
0.8	25	15	1.14
0.8	25	20	1.81
0.8	40	10	0.80
0.8	40	15	0.81
0.8	40	20	0.84

表１　受信機のＮＦ計算

ＬＮAにクーネ社導波管入力プリアンプ（ＮＦ０．７ｄＢ、利得２３ｄＢ）を使用する

ことにすれば、４０ｄＢを得るには追加アンプ及びフィルタ損失で１７ｄＢを確保すれば良いことになります。

４．試作機

まず手持ち部品で試作機を製作しました（写真５）。ジャンク箱に古いＤＢＭ（ＲＨＧとマーク）があり、予備実験の結果１０ＧＨｚヘテロダインに使えることがわかりました。しかし古い製品のためか、挿入損失は－１５ｄＢとかなり多いようです。ＤＢＭのＬＯ端子から１０３６８MＨｚを取り出し、Ｘ（ＩＦ）端子にＶＨＦ局発信号を注入しました。ＬＯとＩＦを逆に接続するとＸ（ＩＦ）端子に１０３６８MＨｚは出力されませんでした。

(A) 試作機
イメージ除去フィルタ無し

(B) 試作機
イメージ除去フィルタあり

試作コンバータ

局発として使えそうな８１．３３２MＨｚ水晶発振器も見つけました。調べたところ、出力＋１０ｄＢｍ、２倍高調波は－４０ｄＢｃでした。

１０ＧＨｚアンプにはW５ＬＵＡプリアンプを使用しました。ダウンイースト・マイクロウエーブ社から買ったプリント基板にＮＥ３２９、ＮＥ３２５を載せて、ずいぶん前に作ったものです。利得１５ｄＢと測定されました。

この試作機を３mディッシュのＥＭＥシステムに載せて（写真６）、エコーテストを行い、性能評価をしました。当初は簡単なほど良かろうと、イメージ除去フィルタをつけていませんでした。太陽雑音、月雑音の測定値は１０４５０専用システムと同じ値でしたが、エコーは弱く受信されました（写真７、写真８）。これはイメージ周波数１０２８６MＨｚの雑音の影響と考えられます。

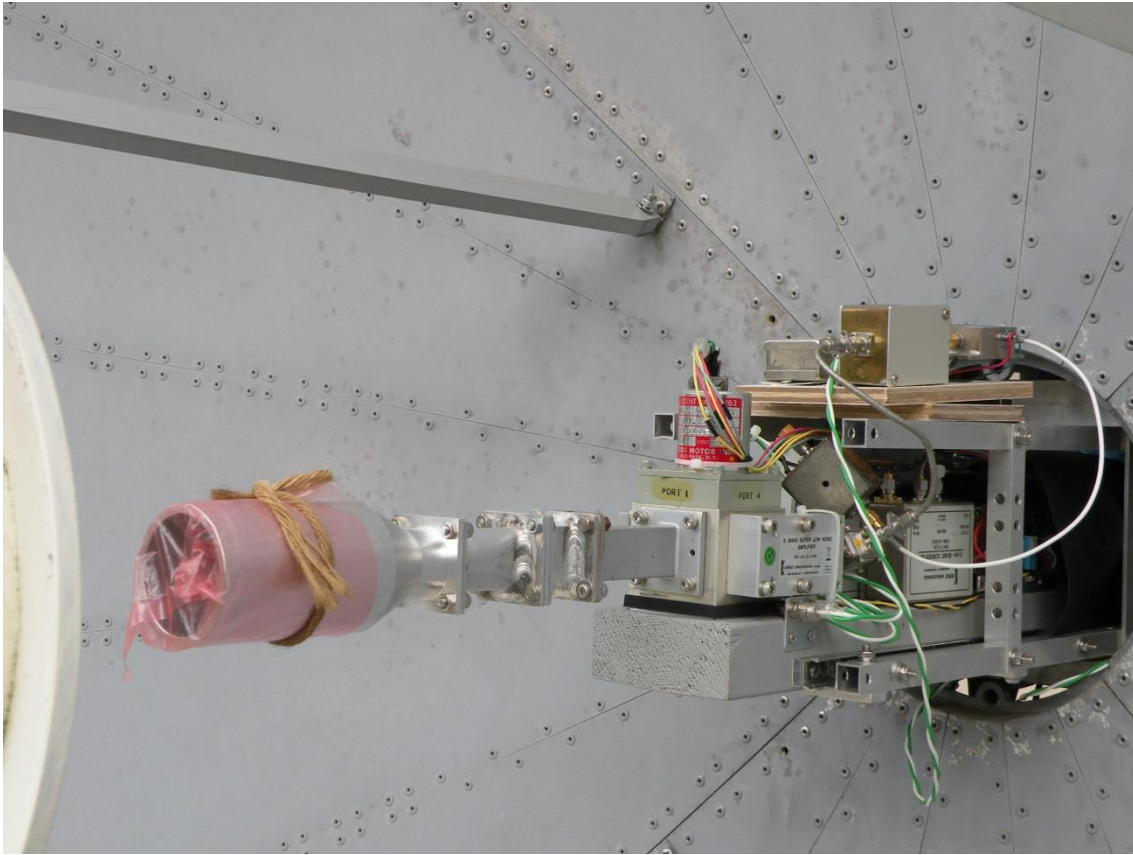



写真６　フィルタ無し試作機でエコーテスト

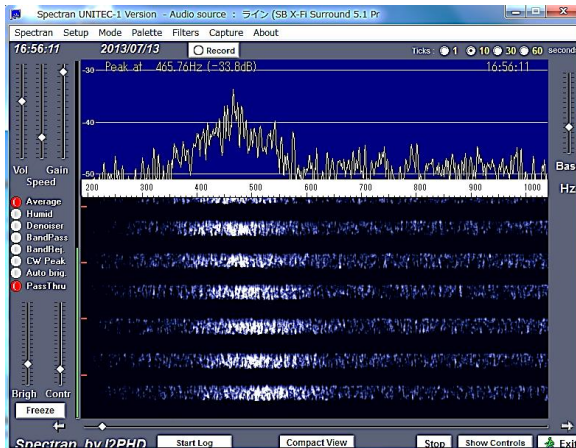



写真７　現用１０４５０受信機でエコー受信

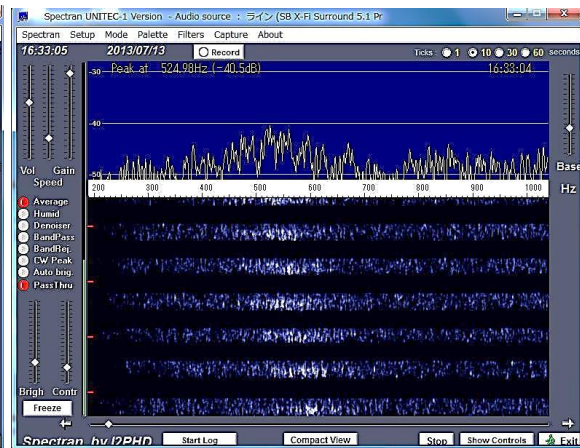
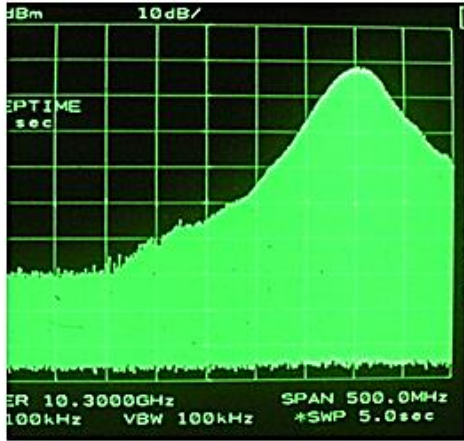
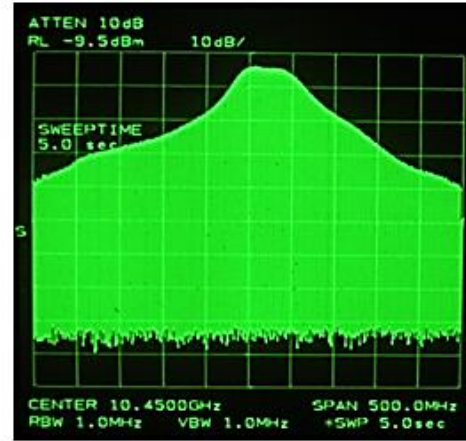



写真８イメージ除去フィルタ無し試作機でエコー受信

そこで、１０４５０ＭＨｚに同調したパイプキャップ・フィルタ（写真９）を追加した

ところ、基準とした専用システムでのエコーとほぼ同等のエコーを受信することができました。（写真１０～写真１１）

(A)　パイプキャップ･フィルタ
１段

(B)　パイプキャップ･フィルタ
２段

パイプキャップ･フィルタの伝送特性

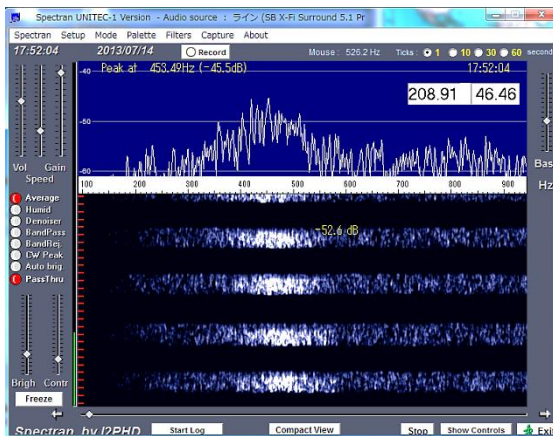



写真１０

パイプキャップ・フィルタ１段の試作機でエコー受信

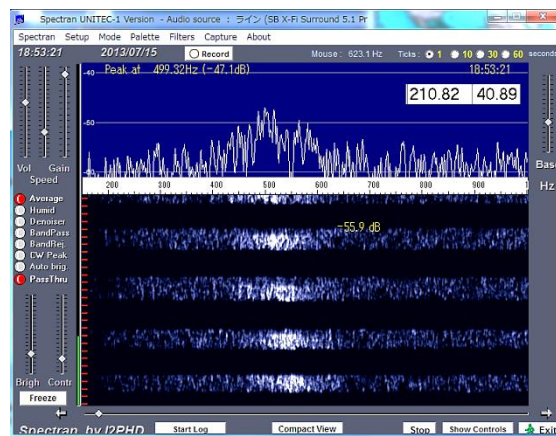



写真１１

パイプキャップ・フィルタ２段の試作機でエコー受信

　このようにパイプキャップ・フィルタ１段もしくは２段を挿入すれば、実用レベルの受信性能が得られるとわかりました。

　パイプキャップ・フィルタは製作は簡単ですが、所要の帯域幅を得るためにプローブ高を調整するのがかなり面倒なこともわかり、本番は導波管フィルタでいくと決めました。

５．コンバータの製作

　局発として、８２ＭＨｚＰＬＬ発振器を通販で購入しました（株式会社システムギアダイレクト）。エプソントヨコムのプログラマブル水晶発振器ＳＧ－８００２ＤＣで、指定した周波数にプログラムしてくれます。最少発注単位が１０個で単価は３３０円、納期３週間でした。単体の水晶を特注し発振回路を自分で組むより簡単でした。性能を試したところ、複同調回路で高次高調波も除去でき、出力もＤＢＭ駆動に十分なレベル（＋１６ｄＢｍ＠５０Ω）がありました。周波数誤差は－３００Ｈｚと良好でした。

写真１２　８２ＭＨｚ発振器

40×25mm

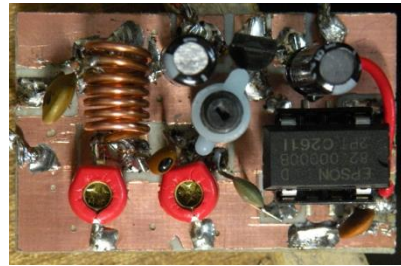
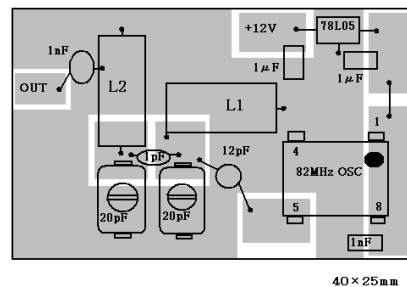



図２　８２ＭＨｚ水晶発振器基板及び部品配置図

(A)　水晶発振器出力
掃引幅　1GHz

(B)　出力フィルタ追加後
掃引幅　1GHz

82MHz発振器のスプリアス特性

写真１３　８２ＭＨｚ水晶発振器の出力スプリアス

　ＤＢＭはミニサーキットの表面実装デバイス（ＭＣＡ１－１２Ｇ＋、ＳＩＭ－１５３ＬＨ＋）を購入し、セラミック両面基板に載せました（写真１４）。基板のパターンはメーカーの評価回路を参考にカッターナイフで彫刻して仕上げました。（写真１５）

写真１４　１０ＧＨｚミクサ

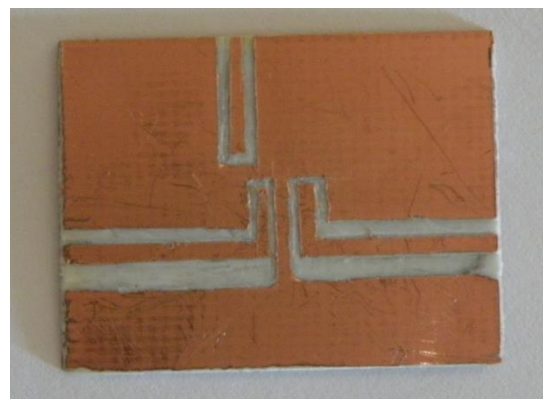



写真１５　１０ＧＨｚミクサ用プリント基板

　基板のスルーホールは０．６５ｍｍΦドリルで穴明けして、導電性ペイントを穴に詰めています。

１０Ｇアンプは手持ちの基板に手持ちのＦＥＴを載せて２段アンプを作りました。基板はW５ＬＵＡ、ＶＫ３ＸＤＫ、ＤＢ６ＮＴなどです。利得２０ｄＢを割るものもあったので、MMＩＣ1段のバッファ・アンプ（ＮＢＢ－４００）（写真１６、図3）を追加しました。

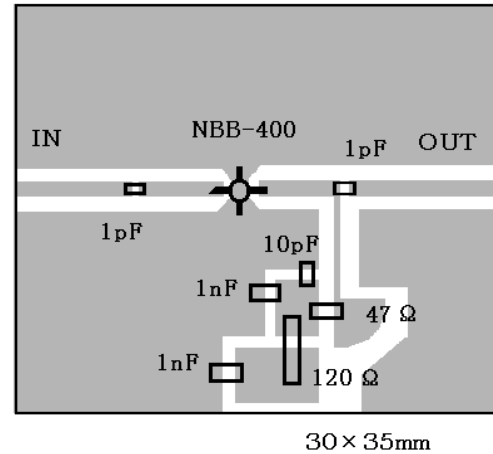
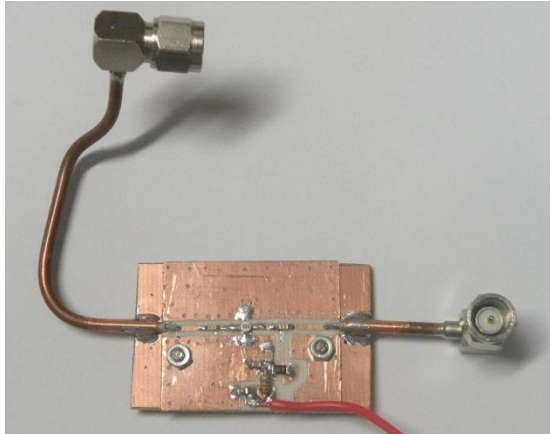



写真１６　１０GHzバッファ・アンプ

図３　１０ＧＨｚバッファ・アンプ基板及び部品配置図

イメージ除去フィルタはアルミサッシ角パイプを使って製作しました（写真１７）。フィルタの特性を写真１８に示します。製作方法は別稿を参照してください。

以上の部品をアルミケース（タカチYM－１５０）に組込み、５台のコンバータを製作しました。（写真１９、写真２０）

写真１７　アルミサッシで作った導波管フィルタ

６．コンバータの評価（ベンチテスト）

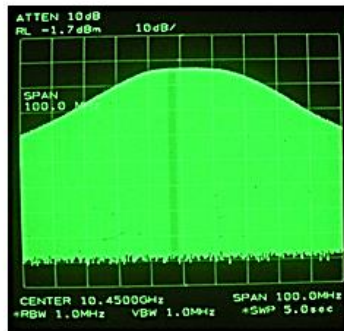
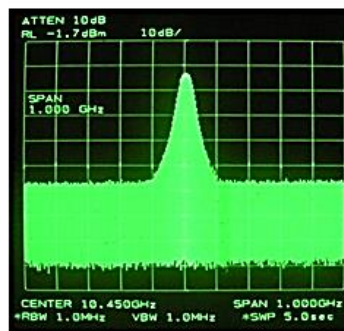
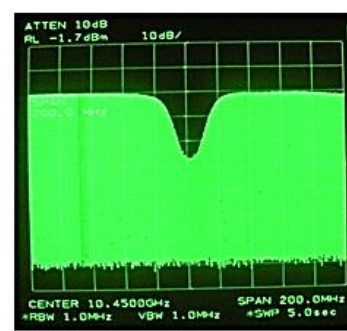
室内でＮＦ測定を行いました。その結果を表２に示します。表２Aはコンバータ単体のＮＦ測定です。ＩＦに接続した１０３６８ＭＨｚ受信機のＮＦがあまり良くないので、その影響を受けたＮＦとなっています。

掃引幅　100MHz　　掃引幅　1GHz　　入力反射損
掃引幅　200MHz

10450MHzフィルタ　帯域30MHz　アルミ平角管

写真１８　１０４５０ＭＨｚ導波管フィルタの特性

次に実使用に近い状態、すなわちクーネＬＮＡを前置した状態でＮＦ測定を行いました（表２Ｂ）。ＬＮＡの利得が２５ｄＢあるため、ＩＦに接続した１０３６８ＭＨｚ受信機の影響はありません。また、ＬＮＡとコンバータ間にアイソレータやアッテネータを挿入した場合のＮＦも測定しました。これも変化はわずかでした。

７．コンバータの評価（エコーテスト）

本コンバータを挿入したシステムの性能評価のため、１０４５０ＭＨｚでエコーテストを行いました（写真２１）。その結果、試作した５台のコンバータいずれも専用システムとほぼ同等のエコーが聞こえました。写真２２（Ａ）が１０４５０ＭＨｚ専用システムを使用した場合のエコー受信、（Ｂ）～（Ｆ）が本コンバータ＃１～＃５を挿入し、受信機を１０３６８ＭＨｚとして１０４５０ＭＨｚエコーを受信したものです（信号解析ソフト・スペクトランを使用)。

エコーのスペクトル画像は刻々と変化する瞬間をキャプチャしたものです。もっとも強そうなタイミングでキャプチャしますが、いつも成功するわけではありませんでした。そのため振幅のピーク値が正確に強さを表しているとは言えませんので、水流図全体の濃淡で強さを判断します。

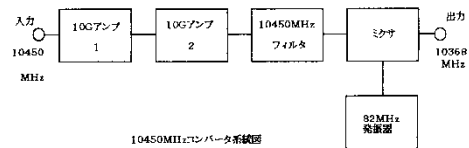
８．１０３６８ＭＨｚ受信への応用

本コンバータは１０３６８受信システムを持つ海外局向けに開発したものですが、イメージ除去フィルタの周波数を１０３６８ＭＨｚに調整し直して１０４５０ＭＨｚ受信機と組み合わせれば、１０３６８ＭＨｚを受信することができます。すなわち、日本の１０ＧＨｚＥＭＥｅｒにとっても、１０３６８ＭＨｚを受信するための装置として使うことができます。フィルタを１０３６８ＭＨｚに変更した場合の特性を写真２３に示します。

写真１９

完成した５台の１０４５０ＭＨｚコンバータ

(A) コンバータ単体のNF　(dB)　親機10368CONV　NF＝6.6dB

10450 CONV	10450CONV		INPUT 10450	OUTPUT 10368
	NF	CONV GAIN	dBm	dBm
#1	1.5	14.50	−40.0	−25.50
#2	2.0	12.33	−40.0	−27.67
#3	1.6	18.00	−40.0	−22.00
#4	2.2	12.17	−40.0	−27.83
#5	1.6	12.83	−40.0	−27.17

(B) LNA＋コンバータのNF　(dB)　クーネWG･LNA　NF0.8dB　GAIN25dB

10450 CONV	減衰器等				
	直結	ISO.	3dB	6dB	9dB
#1	1.1	0.9	0.9	1.0	1.0
#2	0.9	0.9	1.0	1.0	1.0
#3	1.1	0.9	1.1	1.0	1.0
#4	0.9	0.9	1.0	1.0	1.1
#5	0.9	0.9	1.0	1.0	1.1

表２　１０４５０ＭＨｚコンバータのＮＦ測定結果

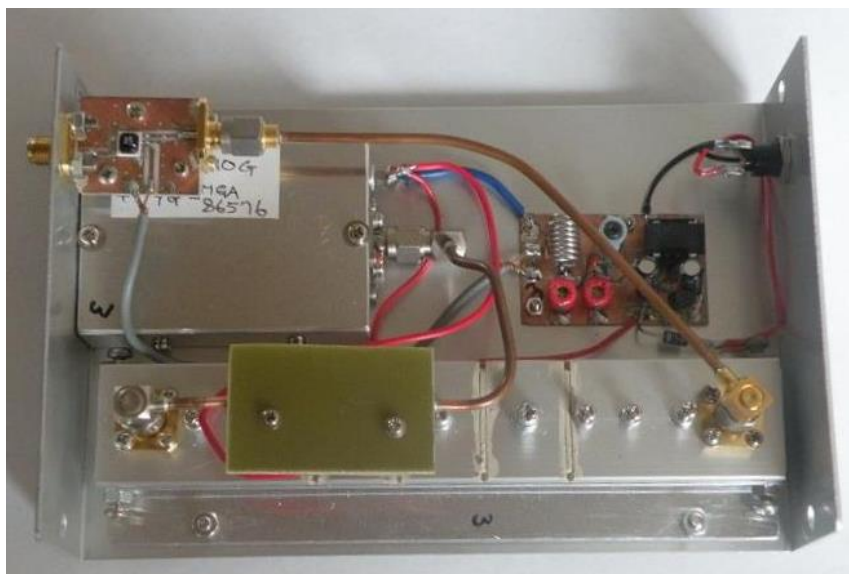



写真２０　１０４５０ＭＨｚコンバータ上面図

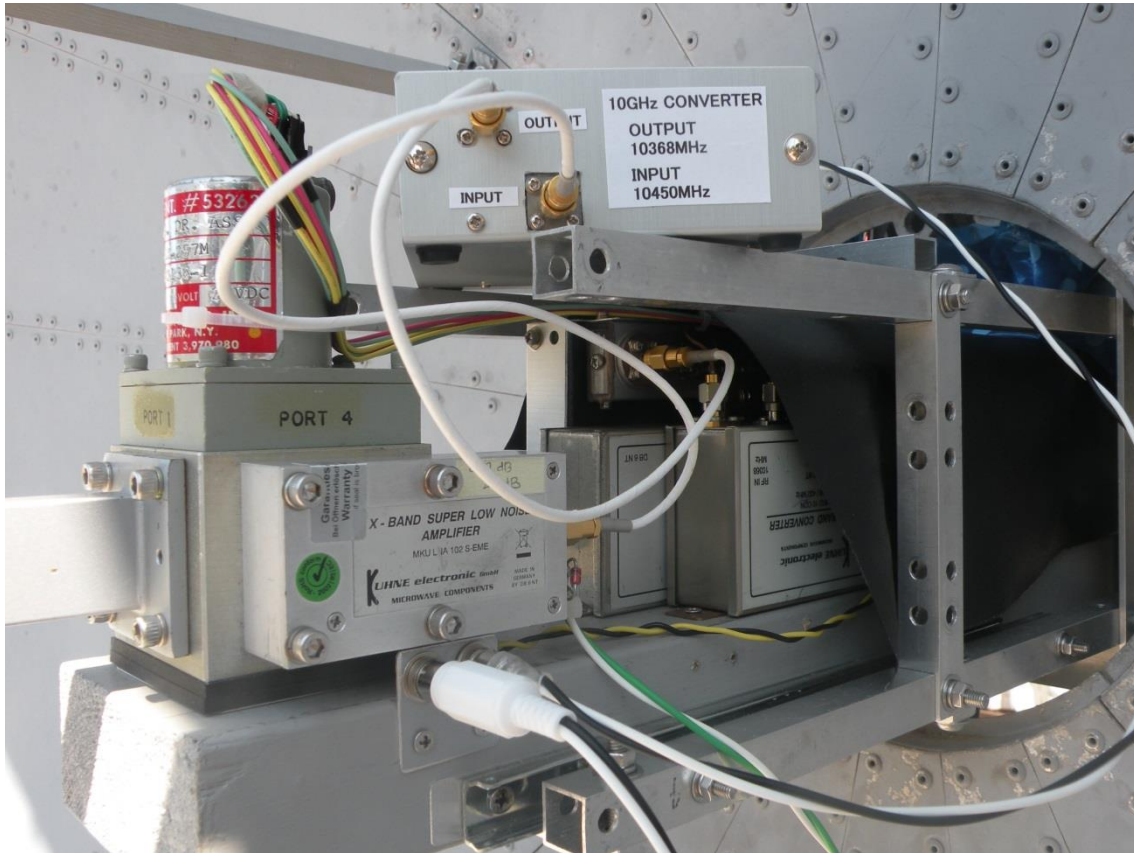



写真２１　ディッシュへ実装してエコーテスト

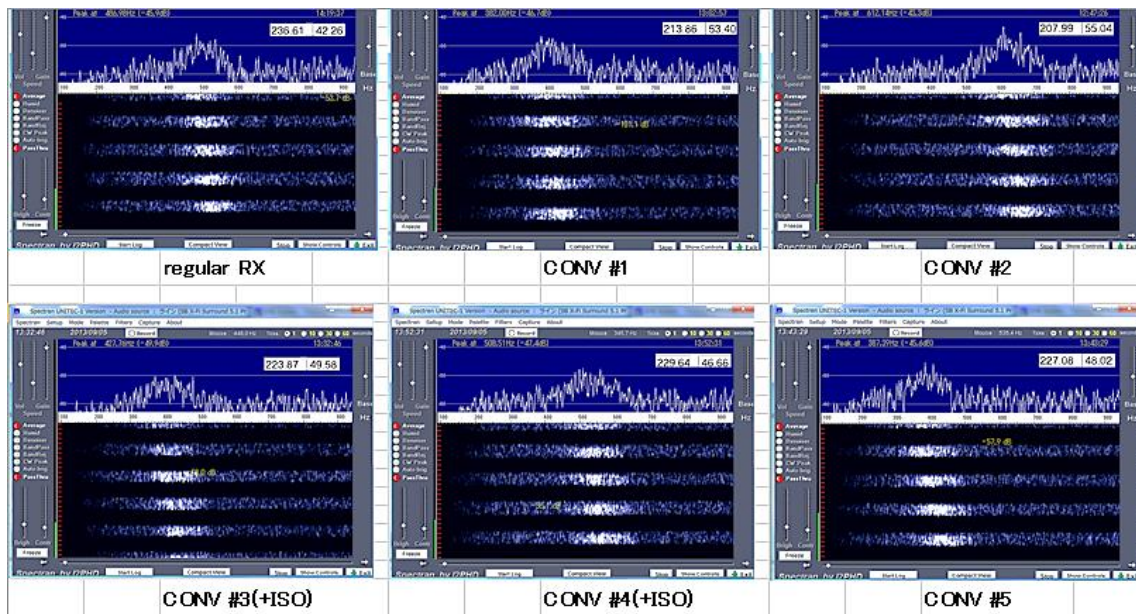
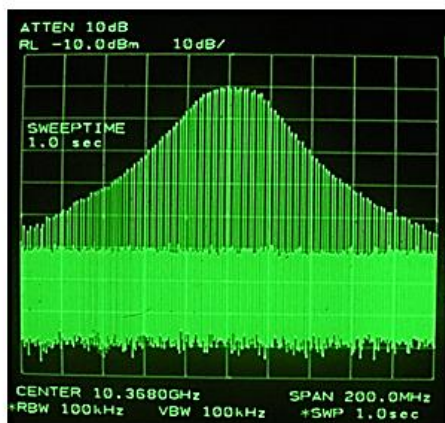
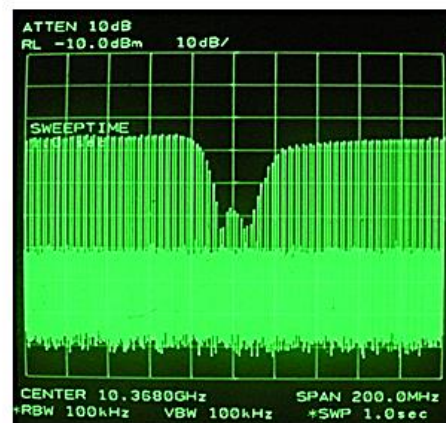



写真２２　エコーテストの結果

掃引幅 200MHz

入力反射損
掃引幅 200MHz

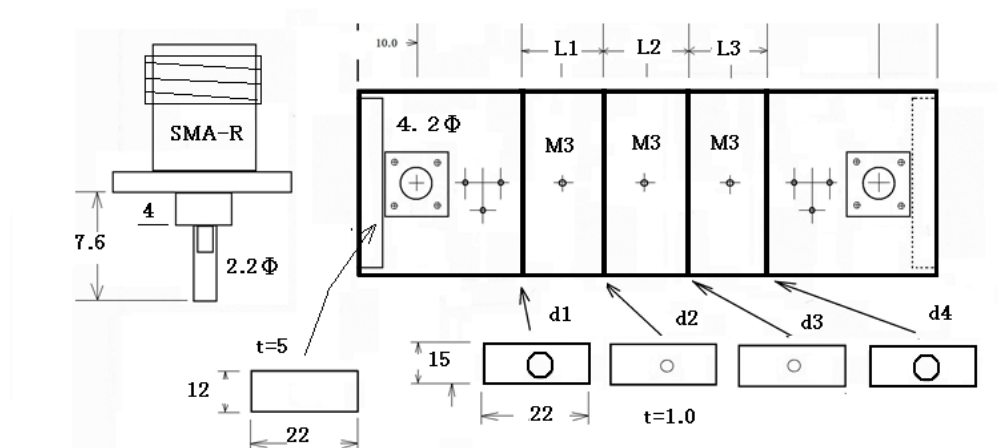
10368MHzフィルタ 帯域30MHz アルミ平角管

L1＝L3＝17. 6mm, L2＝17. 9mm
d1＝d4＝8. 0mmΦ d2＝d3＝4. 0mmΦ

図４　導波管フィルタの寸法

９．まとめ

簡単な構成のコンバータを手持ちの１０ＧＨｚＥＭＥ受信機と組み合わせて、１０４５０ＭＨｚまたは１０３６８ＭＨｚを受信できる装置を製作し、ＥＭＥ通信での実用性を確認しました。

広く世界と交信するために、本機を活用してもらえれば幸いです。

（了）

導波管フィルタの製作

又賀義郎　ＪＡ４ＢＬＣ

１．はじめに

マイクロ波では導波管を用いたフィルタがよく使われます。低損失、良好な帯域外減衰特性が魅力です。ジャンクのフィルタの再調整や、直線導波管を利用した自作例もありますが、サイズのと違うパイプでもフィルタを自作したいものと思っていました。

マイクロ波ハンドブックの記事を参考にフィルタ設計の表計算ソフトを作りました。任意の周波数で任意の帯域幅のフィルタの製作データを得られるようになりました。

そのデータをもとにＷＲ９０のサイズに近い真鍮平角パイプやＷＲ４２導波管を使用して導波管フィルタを製作したところ、１０ＧＨｚや２４ＧＨｚで実用しうる特性が得られることがわかりました。

しかし真鍮平角パイプは入手や製作後の帯域幅の変更など、難点もあります。そこでＤＩＹ店で入手可能なアルミ平角パイプを使い、キャビティの仕切り板を導電性樹脂材料（以下、導電性ペイント）で固定することで、加工の容易さ、帯域幅の変更を可能としました。

市販の真鍮やアルミ平角パイプを使用した導波管フィルタの製作例を紹介します。（写真１）

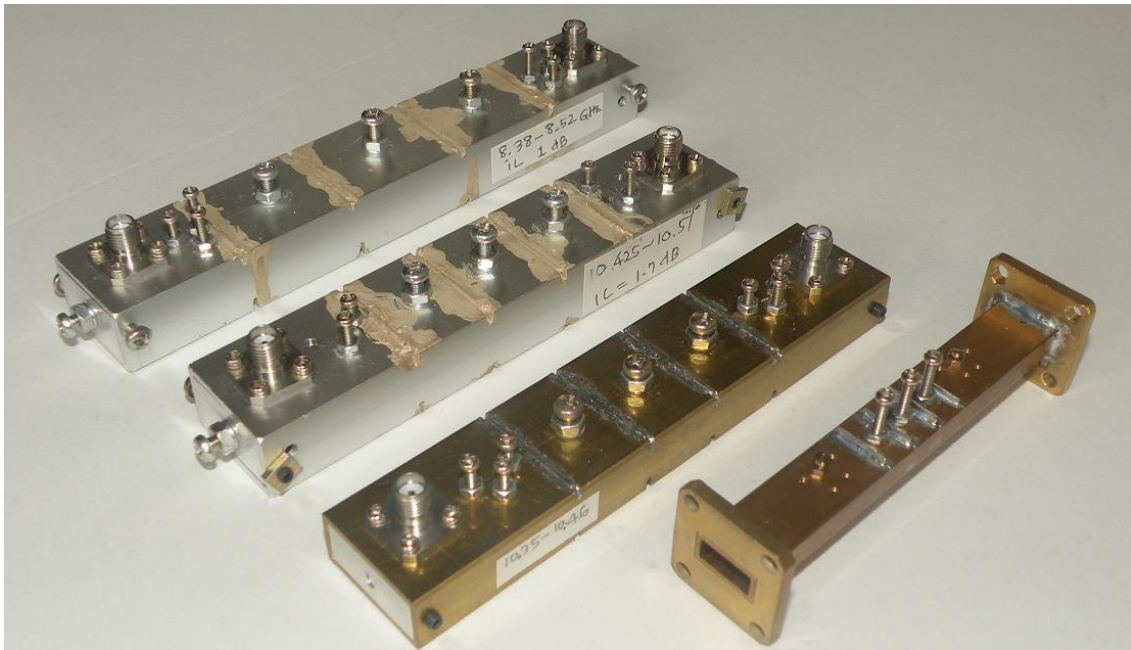



写真１　導波管フィルタ各種（８．４ＧＨｚ～２４ＧＨｚ）

２．導波管フィルタの設計方法

「任意の周波数で任意の帯域幅のフィルタ」の設計方法はＲＳＧＢマイクロ波ハンドブック（文献１）にあり、この中から仕切り板方式の３段フィルタの設計手順を表計算ソフトに起こしました。これで「任意の周波数で任意の帯域幅のフィルタ」の設計データを得られるようになりました。

表計算ソフトに、「導波管の内部寸法、使用上限及び下限周波数、仕切り板の厚さ」を入

力すれば、「キャビティの長さ、仕切り板に開ける穴」のデータが得られます。原典には導波管材料による損失計算もありますが、簡単のため省略しました。

３．真鍮平角管

対象周波数の導波管に近いサイズの平角管を探します。１０ＧＨｚ用としては、１２×２５×１．２mmがＷＲ９０に近いサイズです。２４ＧＨｚ用には６×１２×１．０mmがＷＲ４２の代用になりそうです。難点は平角パイプを小口販売してくれる業者が見つからないこと。定尺４ｍ、５ｍでないと売ってくれないので、グループでまとめ買いするか、一生かけて使い切る覚悟をするか。幸い私は東京の販社から真鍮の平角パイプを通販で購入できました。

購入先：藤野金属株式会社（０３－３６６３－７７１１）:
http://www.fujino-kinzoku.co.jp/

４．導波管フィルタの設計例・製作と性能測定

真鍮平角管などを使ったフィルタの設計例を表１に、構造を図１に示します。１０ＧＨｚは真鍮平角管、２４ＧＨｚは手持ちのＷＲ４２導波管の寸法で設計しました。

表計算で設計されたデータが妥当かどうか、周波数（８．４ＧＨｚ、１０ＧＨｚ、２４ＧＨｚ)、帯域幅の異なる導波管フィルタを製作しました。その結果、設計通りとはいかず、5割程度広い帯域幅が得られました。この傾向を見込んであらかじめ狭めの帯域で設計すれば希望の帯域幅を実現できると判断しました。

さらに帯域幅を厳しく追い込むには、仕切り板の穴の変更が必須です。半田付けで仕切り板を固定すると、抜き取りが難しくなり、課題となりました。

製作上一番厄介なのはキャビティ仕切り板の取付け方法です。私は平角管の長辺上面と下面に溝を切り込み、仕切り板を差込んで、半田で固定する方法を採りました。キャビティ仕切り板の溝はパイプを万力に挟んで金鋸で加工します（写真２)。キャビティの長さ（Ｌ１～Ｌ３）は多少の誤差があっても調整ネジで補正できますが、上面の溝と下面の溝がずれないように注意して加工してください。２４ＧＨｚ用は仕切り板の厚さが０．３mmなので、刃厚０．５mmのメタルソーでフライス加工しました（写真３)。１０ＧＨｚ以下は金鋸の手作業で十分です。仕切り板を平角管の高さより１～２mmほど大きくしておくと、ここをつまんで半田を溶かして引き抜くことができます。(写真４）

寸法でもっとも神経質なのは仕切り板の穴の大きさです。小さめにドリルで開けて、リーマーで広げるなどで、寸法を守って工作します。２４ＧＨｚ用は仕切り板そのものが小さいので、大きな板のまま穴明けしてその後仕切り板を切り出すのが良いようです。私は先に切り出した小さな仕切り板の中心に穴明けするのに難儀し、押さえの治具（写真５）を作る破目になりました。

同調ネジは１０ＧＨｚ以下では３mmビスを、２４ＧＨｚは２mmビスを使いました。整合ネジは１０ＧＨｚ以下では２mmビスを、２４ＧＨｚは１．７mmビスを使いました。

製作した真鍮製フィルタの特性を写真７～１１に示します。

図１　フィルタの寸法定義

導波管種類	真鍮平角管	真鍮平角管	真鍮平角管	真鍮平角管	WR42	WR42	
内部幅	22.5	22.5	22.5	22.5	10.6	10.6	mm
内部高	9.5	9.5	9.5	9.5	4.2	4.2	mm
下限周波数	10.44	10.42	10.4	10.32	24	23.9	GHz
上限周波数	10.46	10.48	10.5	10.48	24.09	24.15	GHz
中心周波数	10.45	10.45	10.45	10.4	24.045	24.025	GHz
バンド幅	0.02	0.06	0.1	0.16	0.09	0.25	GHz
L1	17.3	17.0	16.8	16.6	7.1	7.0	mm
L2	17.6	17.5	17.4	17.4	7.3	7.2	mm
L3	17.3	17.0	16.8	16.6	7.1	7.0	mm
隔壁厚さ	0.8	0.8	0.8	0.8	0.3	0.3	mm
D1	6.9	7.9	8.3	8.8	3.2	3.6	mm
D2	3.7	4.7	5.3	5.9	1.7	2.2	mm
D3	3.7	4.7	5.3	5.9	1.7	2.2	mm
D4	6.9	7.9	8.3	8.8	3.2	3.6	mm

表１　導波管フィルタ設計例（真鍮平角管、ＷＲ４２）

導波管種類	アルミサッシ	アルミサッシ	アルミサッシ	アルミサッシ	アルミサッシ	アルミサッシ	
内部幅	22	22	22	22	22	22	mm
内部高	12	12	12	12	12	12	mm
下限周波数	10.44	10.435	10.425	10.4	10.35	10.348	GHz
上限周波数	10.46	10.465	10.475	10.5	10.55	10.388	GHz
中心周波数	10.45	10.45	10.45	10.45	10.45	10.368	GHz
バンド幅	0.02	0.03	0.05	0.1	0.2	0.04	GHz
L1	17.6	17.5	17.3	17.0	16.6	17.6	mm
L2	17.9	17.9	17.8	17.7	17.5	18.1	mm
L3	17.6	17.5	17.3	17.0	16.6	17.6	mm
隔壁厚さ	1	1	1	1	1	1	mm
D1	7.5	7.9	8.4	9.0	9.6	8.2	mm
D2	4.2	4.6	5.1	5.9	6.9	4.9	mm
D3	4.2	4.6	5.1	5.9	6.9	4.9	mm
D4	7.5	7.9	8.4	9.0	9.6	8.2	mm

表２　導波管フィルタ設計例（アルミ平角管）

写真２　導波管フィルタの加工済みパーツ

写真３　平角管溝切りの位置決めは万力に挟んで慎重に

写真４　24GHz フィルタの仕切り板の溝切り（刃厚 0.5mm）

写真５　２４ＧＨｚ仕切り板穴明け治具

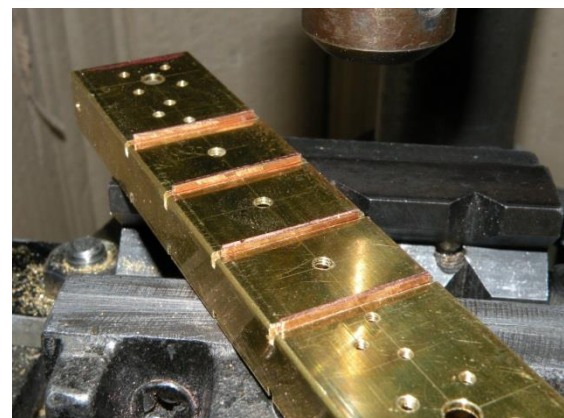
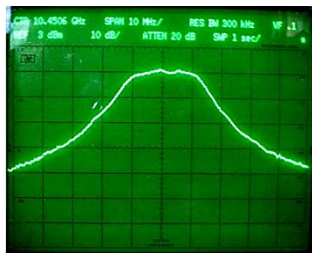
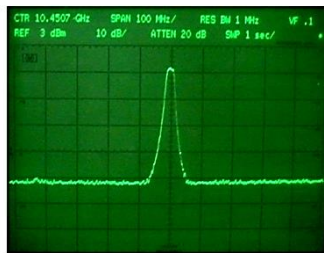
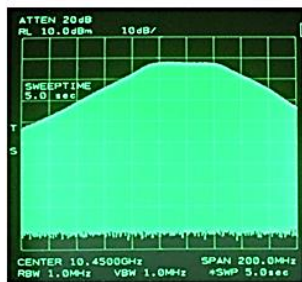
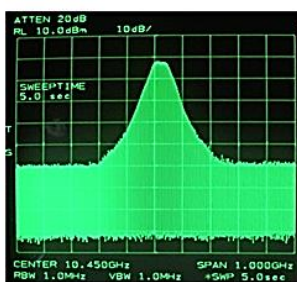
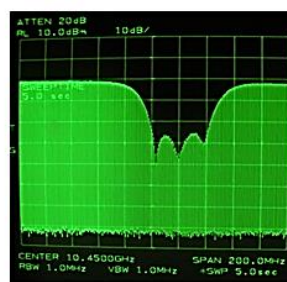
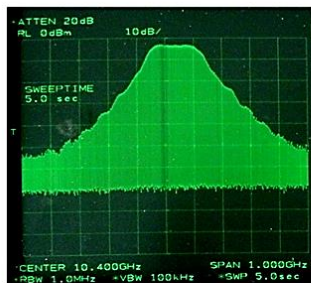
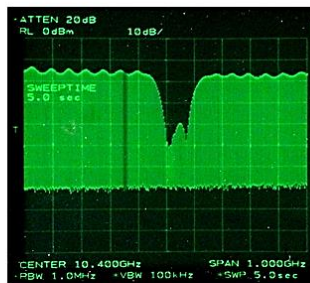



写真６　真鍮平角管に仕切り板を挿入

掃引幅　100MHz　　　　　掃引幅　1GHz

10450MHzフィルタ　帯域20MHz　真鍮平角管

写真７　１０４５０MHzフィルタ（帯域幅２５MHｚ）

掃引幅　200MHz　　　　掃引幅　1GHz　　　　入力反射損
掃引幅　200MHz

10450MHzフィルタ　帯域50MHz　真鍮平角管

写真８　１０４５０MHzフィルタ（帯域幅６０MHｚ）

掃引幅　1GHz　　　　掃引幅　1GHz

10450MHzフィルタ　帯域150MHz　真鍮平角管

写真９　１０４５０MHzフィルタ（帯域幅１５０MHｚ）

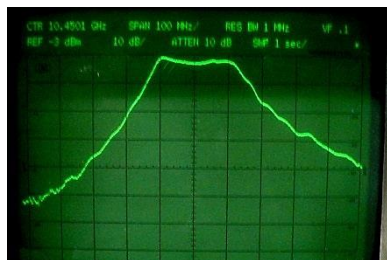



写真１０　１０４５０MHzフィルタ（帯域幅２２０MHｚ）

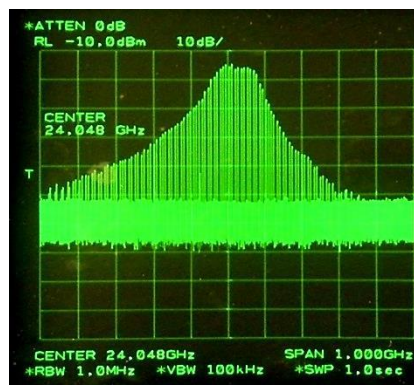



写真１１　２４GHz フィルタ（帯域幅１２０MHｚ）

５．アルミ平角管

当地でもＤＩＹ店にはアルミサッシの平角管が数種類売られており、ＷＲ９０（１０ＧＨｚ）やＷＲ１３５（５．７ＧＨｚ）に使えそうなサイズもあります。これをフィルタに使えないかと思いました。

半田付けでキャビティ隔壁を固定すると、帯域幅を決める仕切り板の穴を完成後に変更するのは困難です。アルミの場合は導電性ペイントで仕切り板を固定することで、製作後も簡単に仕切り板を取り外すことできるので、帯域幅を修正することが可能です。

購入した真鍮平角管を使い切った機会に、ジャンク棚にあったアルミサッシ平角管が目に入りました。近所のＤＩＹ店で数年前に購入したもので、パラボラのフィード支持金具として使用したものです。サイズはＷＲ９０に近い２５×１５×１．５ｍｍです。表面がアルマイト加工されており、見た目は綺麗です。電気的にどうか？と心配しましたが、１０ＧＨｚでは問題はないようでした。

６．導波管フィルタの設計・製作と性能測定

アルミ平角管を使った１０ＧＨｚフィルタの設計例を表２に示します。材料加工上の注意点は真鍮平角管と同様です（写真１２～写真１４）。

写真１２

アルミ平角管の仕切り板の溝は金鋸で切り込む

写真１５

導電性樹脂材料（株）スリーボンド３３５０Ｃ

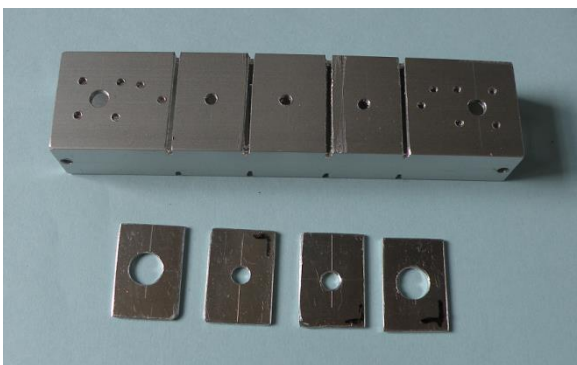



写真１３

アルミ導波管フィルタの加工済み材料

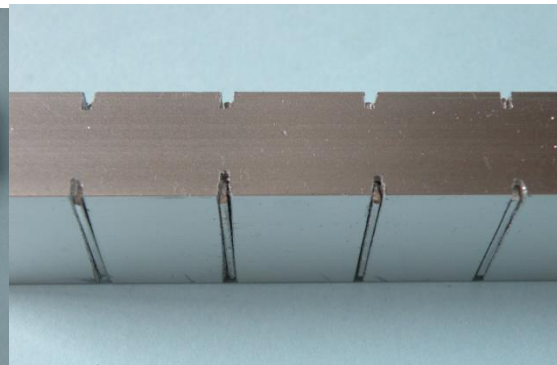



写真１４

アルミ平角管の両面に刻んだ溝に仕切り板を挿入

キャビティ仕切り板の固定について説明します。使用した導電性ペイントはスリーボンド社の型番３３５０Ｃで、１０年以上前に購入し一度も使わないまま冷蔵庫で眠っていたものです。有効期限は２００３年３月と記載されています（写真１５）。既に溶液は蒸発し、

固体状で瓶の底に残っていました。試しにシンナーで溶いたところ、液状になり、塗ってみたら導電性を示しました。

　フィルタの仕切り板に使う場合、「ゆるめ」の調合にして、導電性ペイントが仕切り板のの四辺にしっかりと染み込むようにします。ちなみに仕切り板を差し込んだだけで導電性ペイントを塗らない状態ではフィルタとして機能しませんでした。何度か重ね塗りして、隙間が無いようにすることが大事です。(写真１６)

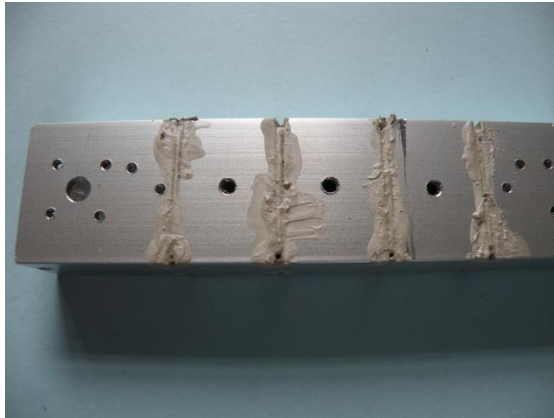



写真１６　アルミ導波管キャビティ仕切り板を導電性ペイントで固定

写真１７　アルミ導波管フィルタの完成

　仕切り板は導電性ペイント塗布後にも、薄めの板を上から当て、ハンマー等で軽く叩くと取りはずすことができます。

　完成したアルミ平角管を使った１０ＧＨｚフィルタ（帯域幅３０ＭＨｚ）の特性を写真１８に、８．４ＧＨｚフィルタの特性を写真１９に示します。

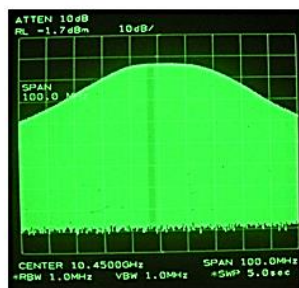
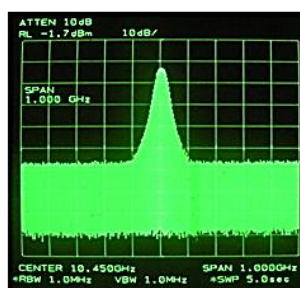
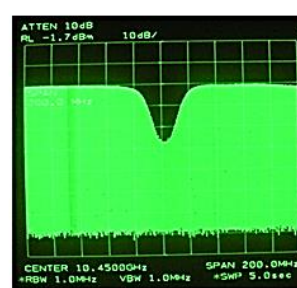
　また、１０ＧＨｚアルミ・フィルタの温度特性を調べたところ、写真２０に示すように、５～５０度Ｃの変化で中心周波数が１０ＭＨｚ程度変化することがわかりました。写真２０の２枚の画面を比べると、帯域頂上の左右の角が１／２ｄｉｖ（＝１０ＭＨｚ）動いているのがわかります。この変化は帯域幅が狭い（１０ＭＨｚ程度）フィルタでは問題になります。

掃引幅　100MHz　　掃引幅　1GHz　　入力反射損
掃引幅　200MHz

10450MHzフィルタ　帯域30MHz　アルミ平角管

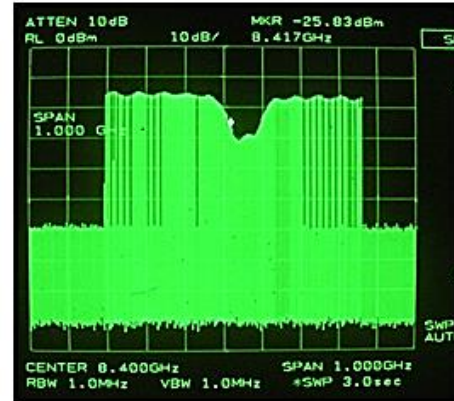
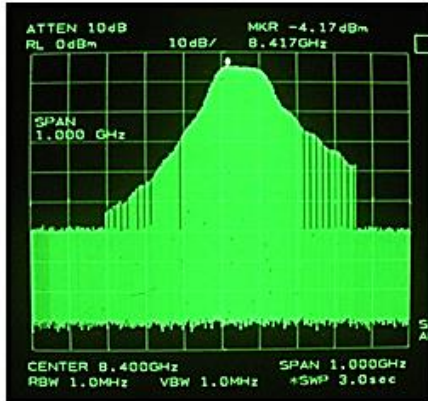
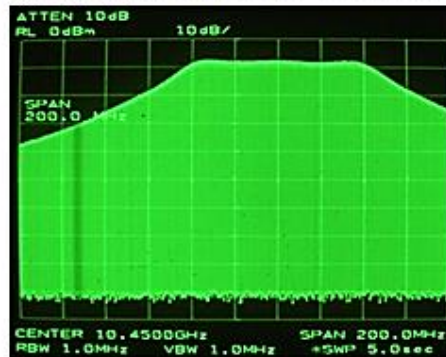
写真１８　アルミ導波管フィルタの特性（１０４５０ＭＨｚ帯域３０ＭＨｚ）

挿入損失　　1dB
3dB帯域幅　140MHz　（設計帯域幅 100MHz）

写真１９　アルミ導波管フィルタの特性（８４００ＭＨｚ帯域１４０ＭＨｚ）

AUG 06 1225JST
AFTER 3HOURS FREEZER 5C

AUG 06 1230JST
AFTER HEATING 55C

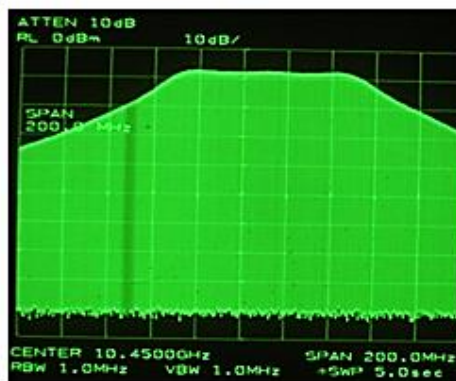



写真２０　アルミ導波管フィルタの温度特性

最後に１０ＧＨｚにおけるフィルタの挿入損失について報告します。限られた数量ですが、今回製作したフィルタは図２のような損失を示しました。帯域幅が狭くなると挿入損失が増えるのは自明です。アルミ・フィルタのほうが真鍮フィルタより多めの損失を示すように見えますが、導電性ペイントの影響かどうかはわかりません。

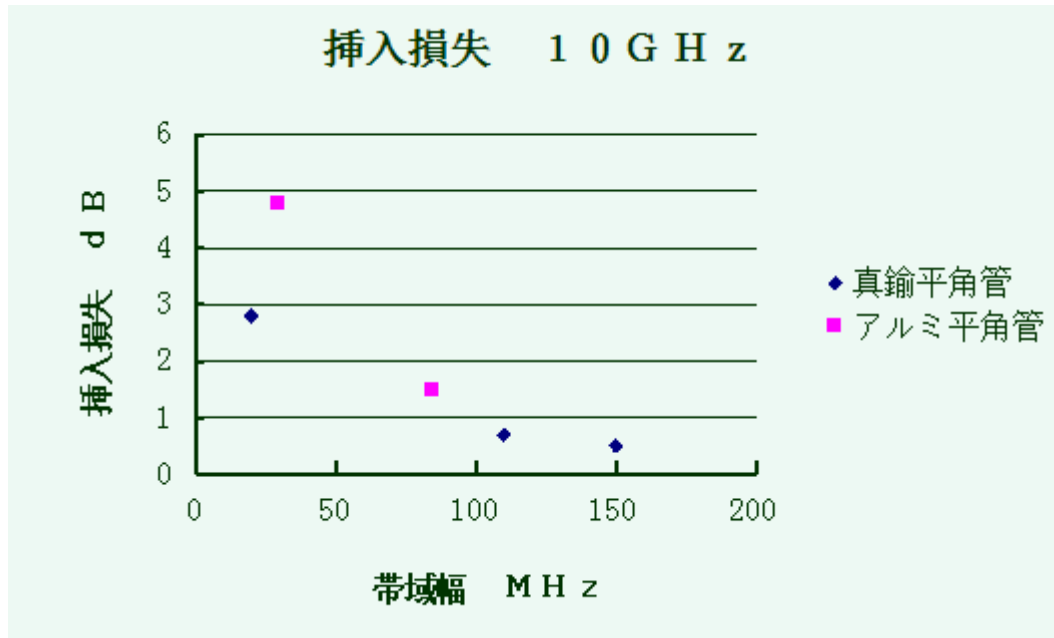



図２　フィルタの挿入損失（１０ＧＨｚ）

先に触れた温度特性や挿入損失を考慮すれば、用途によりますが、無理に狭い帯域を狙わず、帯域幅３０ＭＨｚ以上で製作・使用されるのが無難と思います。ベストのフィルタではないにせよ実用に供しうるフィルタができたのではないかと思います。

７．おわりに

導波管フィルタを設計する表計算ソフトを作り、任意の周波数で任意の帯域幅のフィルタの製作データを得られるようになりました。

真鍮平角管を使用した導波管フィルタをいくつか製作し、１０ＧＨｚや２４ＧＨｚで実用しうる性能が得られることがわかりました。

地方でも入手容易なアルミ平角管を使い導電性ペイントでキャビティ仕切り板を固定したフィルタを製作して、真鍮平角管と同様の性能が得られました。また仕切り板を取り外し、結合穴の大きさを調整することにより、帯域幅の修正が可能であることがわかりました。

また、フィルタの温度特性を調べ、帯域幅が狭い（１０ＧＨｚで１０ＭＨｚ程度）フィルタでは、実用上問題があることがわかり、挿入損失の少ない３０ＭＨｚ以上の帯域を製作・使用するのが実用的と思われます。

（了）

文献１　G3LPR, "MICROWAVE HANDBOOK VOLUME 2", p.12.23-p.12.27,RSGB

モード変換付き77GHz帯 IMU ホーン

JA1ATI　逸見 政武　 Sep 2013

以前に設計/製作された75.75GHz用IMU (Dual-mode) ホーンを77GHz帯で使用した場合の特性を測定したのでその結果を報告します。

モード変換について：

IMU (Dual-mode)ホーンは円形導波管型ですからモードの異なる矩形導波管と接続するにはモードの変換を行う必要があります。また、円形導波管では軸対象のために偏波面の方向が定まりませんから、導波管を使ったマイクロ波回路では矩形導波管が使用され、輻射器（ホーン）の直前で、矩形から円形導波管へ変換されます。ここでモードの異なる両者をそのまま接続すると、反射が起こり リターンロス（RL dB）、(VSWR)が増えます。従ってリターンロスが少ない接続にするためには、モード変換器が必要になります。その例として、K-Band (24GHz)で実測した結果をFig-1に示します。2つの周波数特性はモード変換器を使った場合と変換器を使用せず、直接に結合させた場合のリターンロスの違いを示しています。モード変換器は両者の断面形状を1/2λ～数λにわたって滑らかに変化させて、それぞれの端で相手と同じ断面形状になるように作ります。

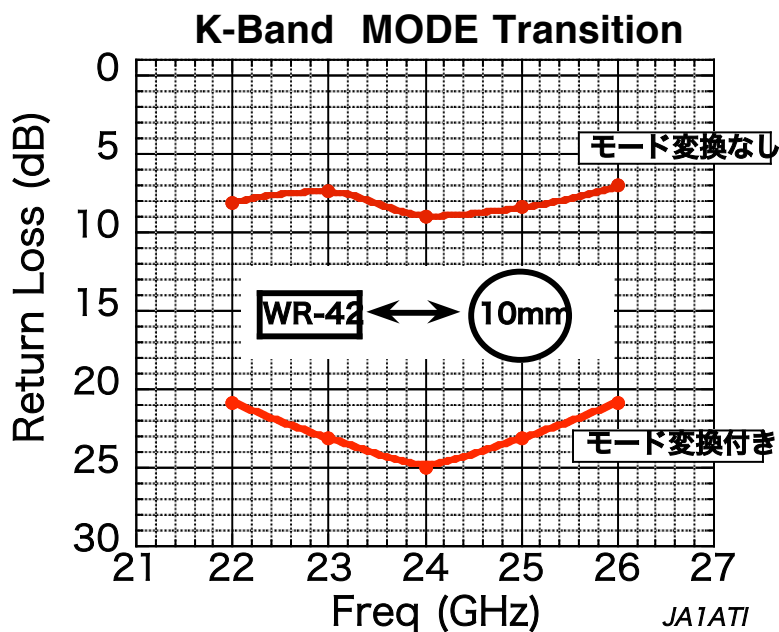
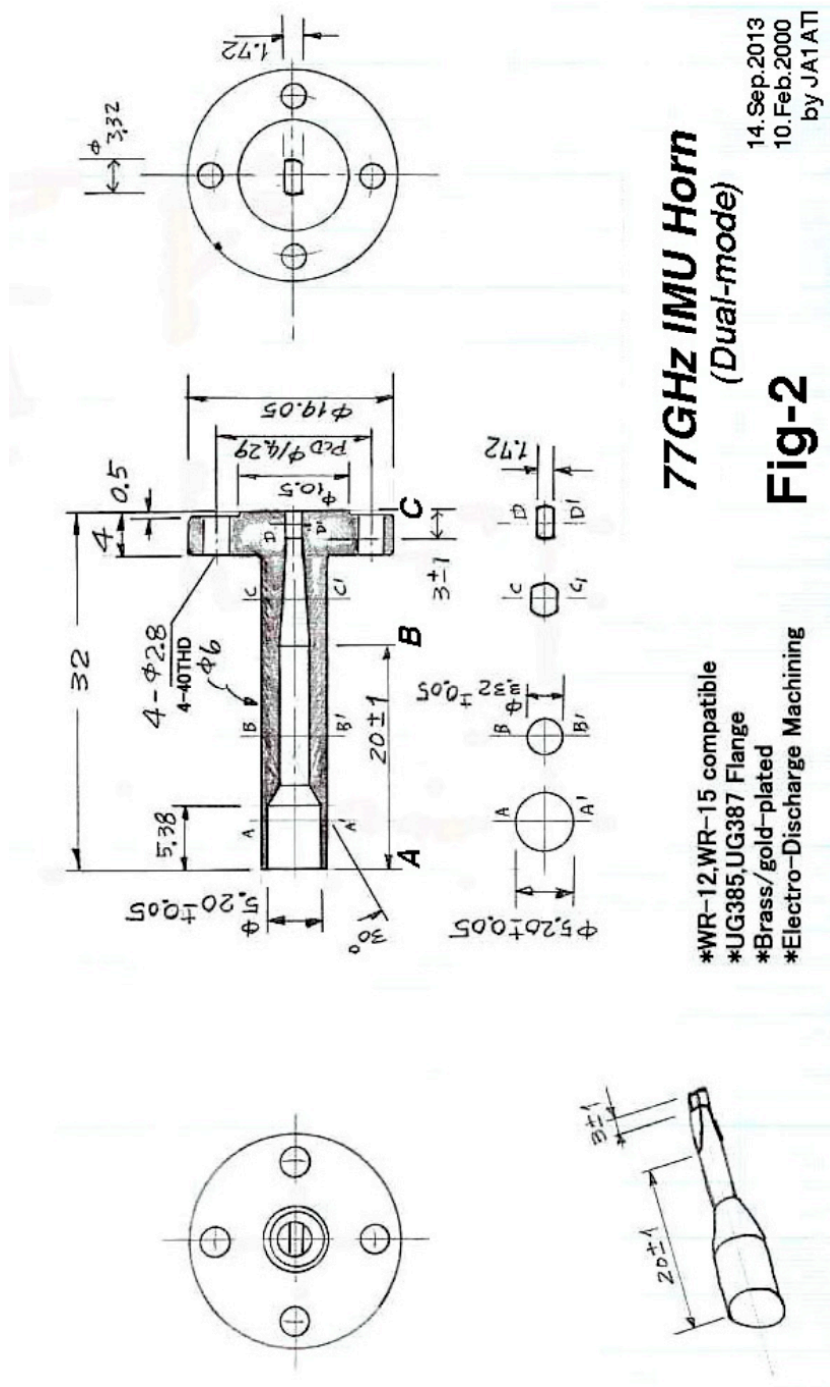



Fig-1

IMU ホーン：

77(75)GHz用モード変換器付きIMUホーンの寸法図をFig-2に示します。

図の*A*ー*B* 区間はIMUホーンで、*B*ー*C* 区間はモード変換器になっています。導波管端（*C*）はWR-12とWR-15の両方が接続できる様に両者の中間の寸法にしています。材料は銅合金で、加工方法は、外形は旋盤加工で行い内側部分は形彫り放電加工（かたぼり）で作り、表面処理は金メッキをほどこしています。主要部分の加工精度は5/100mmの仕様です。

特性の測定結果：

　輻射パターン：Fig-3は水平方向の輻射パターンを測定した結果を示しています。図から判るようにー10dB点の全幅は95°と、一般的なIMU (Dual-Mode)ホーンの特性が得られていて、大きなサイドローブが無いのも特徴です。

垂直方向の輻射パターンでも ほぼ同じ結果でした。

　リターンロス（RL）：Fig-4に、その測定結果を示しました。モード変換器付きホーンの設計段階で、WR-12とWR-15の導波管に結合出来るようにホーンの導波管部分を両者の中間の寸法にしたので、結合部分が段状になりリターンロスの増加が懸念されましたが、実測ではRL～20dB以上あり、十分実用性があります。　リターンロスの測定はWR-12系で行いました。

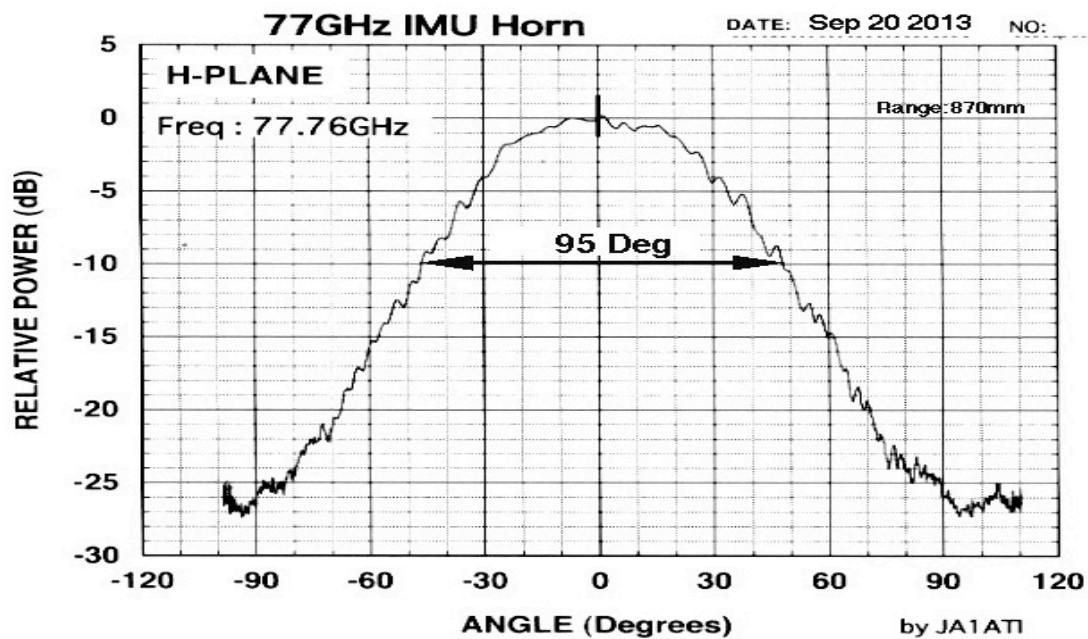



Fig-3

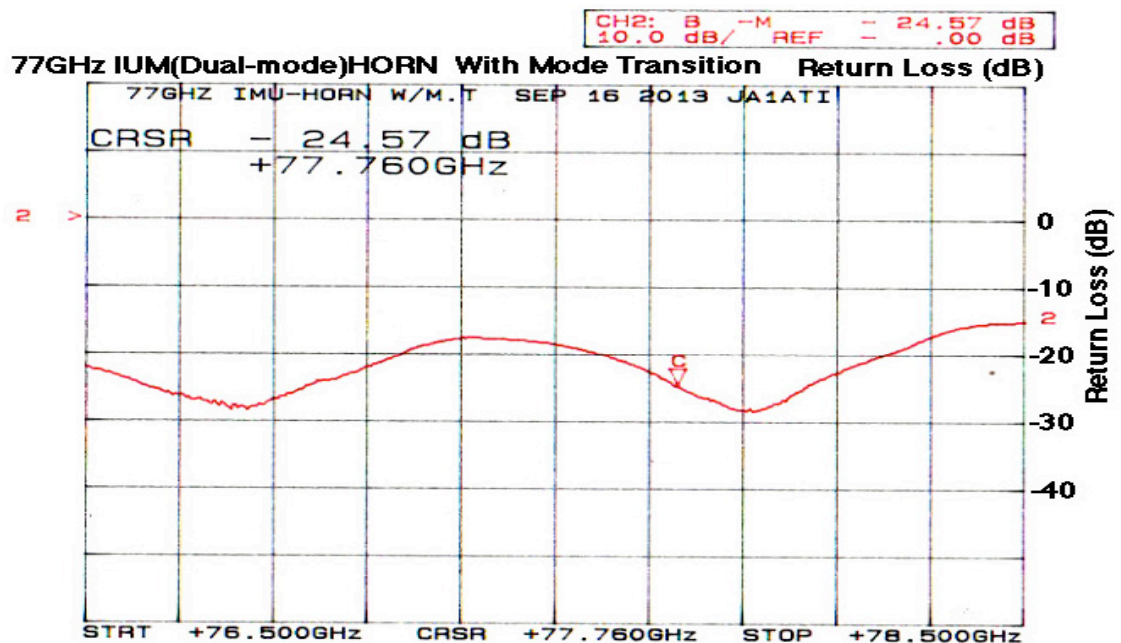



Fig-4

偏波面：Fig-5に、その測定結果を示しました。この測定では 垂直偏波にしています。E/Hの差は40dB（測定限界）以上で、偏波面が正しい事を表しています。

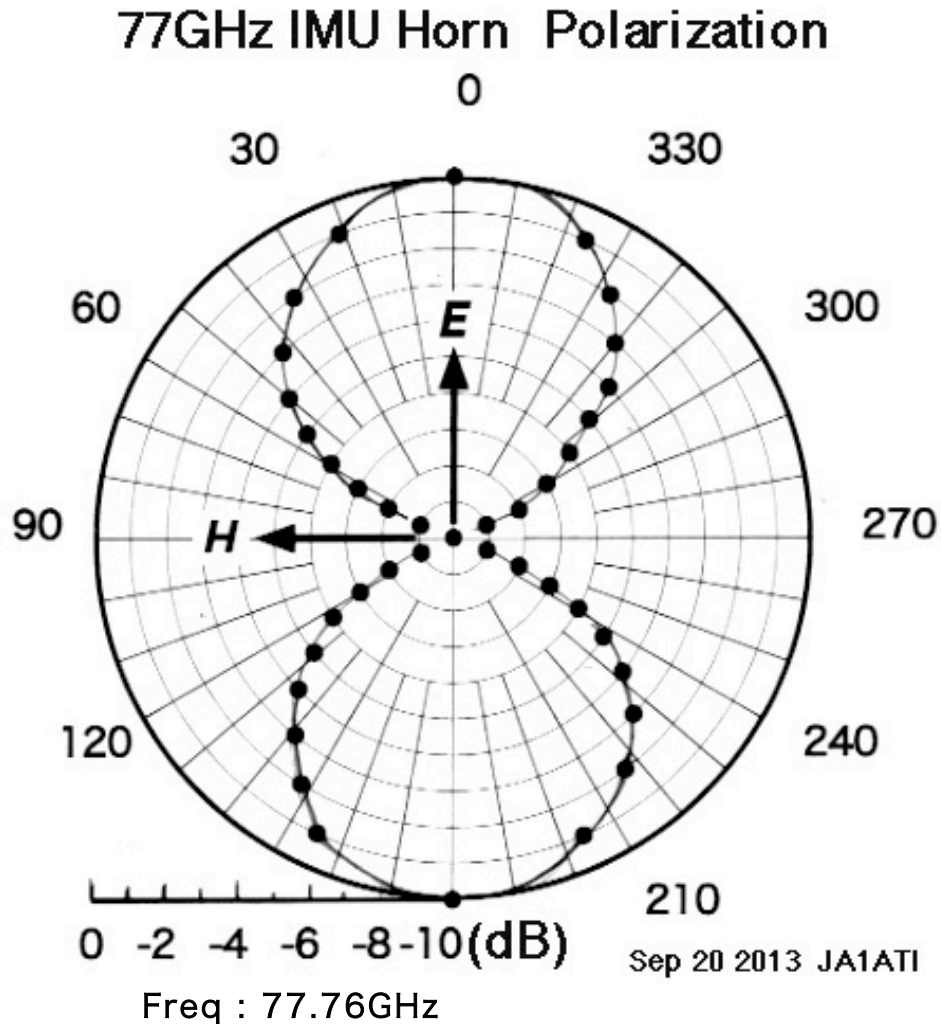



Fig-5

終わりに：

75.75Hz用に設計されたホーンでしたが、主要な特性測定の結果から、77.76GHz帯でも十分使える事が判りました。
IMUホーンの輻射角度は95°(-10dB)ぐらいですから、F/D比が0.6程度の浅いセンターフイード型 デッシュやオフセットデッシュには直接に輻射できますが、F/D=0.25程度の深いデッシュと組み合わせる場合は、輻射角度を変換するためのサブリフレクターを使ったカセグレン型になります。

Sep 2013　JA1ATI　M.Hemmi

≪マイクロ波に対応可能な≫

EME 用アンテナを駆動する方法

JH1KRC 渡辺美千明

低い周波数と違って、マイクロ波 EME では天候は交信の成否を決定付ける重要なファクタです。さらに必要なものは、300dB にも及ぶ回線ロスを充分補える低 NF・高利得の LNA、可能な限りハイパワーな送信機、月にピンポイントでアンテナを向け続けられる高精度の駆動装置と、仰角を変化させてもビームの中心がずれないアンテナ自体の堅牢な構造です。

これらをみごとに実現して 10GHz や 24GHz さらに 47GHz で EME を成功させた OM たちがいます。

では EME 用アンテナはどうやって駆動したらいいのか、角度をどう検出するのか、まずみなさんのアンテナ駆動装置を見せていただき、これらを参考にして自分のアンテナもマイクロ波に対応できるよう駆動装置を新しく改修してみました。

＊　　＊　　＊

EME でアクティブな **OK1KIR** は、チェコのプラハ郊外にあるクラブ局です。軍用であったかと思われるアンテナと基台をまるごと利用して、マイクロ波 EME に使用しています。

固定資産の廃棄に関して日本ではあり得ない話かもしれませんが、このような立派な通信設備がまるごと転用できたら、どれほどすばらしいでしょう。

もしどこかで見つけたら、ぜひサルベージしておいてください。アンテナ本体も AZ/EL メカニズムも、そっくりそのまま EME に使えますので！

≪業務用設備を転用した OK1KIR ≫

このアンテナは、かつて洪水で川沿いにあるシャックが水没してしまった経験から、シャックのコンテナとアンテナ基台ごと「やぐら」の上に組み上げています。「やぐら」上には、フィード部分にアプローチできる折り畳み式作業タワーが付属していて、周波数ごとのフィード部分の交換やメンテナンスが簡単にできます。

≪衛星通信システムの廃品を利用した
G4NNS のアンテナ≫

G4NNS Brian は中古の衛星通信用 3.7m ソリッドディッシュを入手、裏庭の芝生に EME アンテナを建てました。2012 年 8 月、ケンブリッジ EME カンファレンスのあと、見学ツアーの一行は、さっそくアンテナ周囲に集まりました.

ディッシュを支えるフレームは、厚い鉄の部材で製作され、大きな風圧に耐える頑丈な構造. 仰角回転は大径半円ドラムに巻いたチェーンドライブ方式です.

駆動装置には水平、仰角とも自動車ワイパーの小型ギアドモータを利用しました. 1 回転に十数分かかるほどギア比が大きいのでこれで充分なのだそうです.

水平方向は、最下の基部に固定された大きなギア上にあるベアリングで全体が回転する機構. K2UYH も興味深げです.

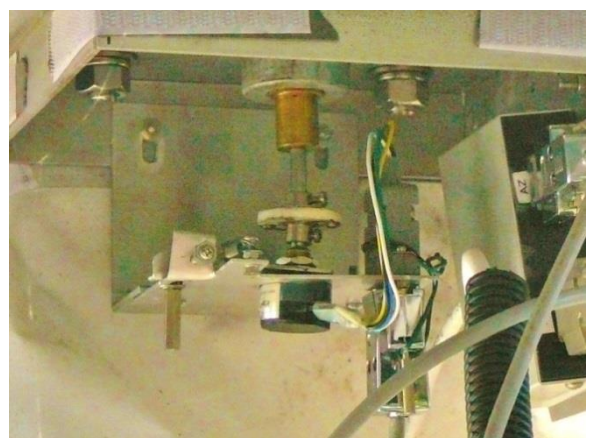
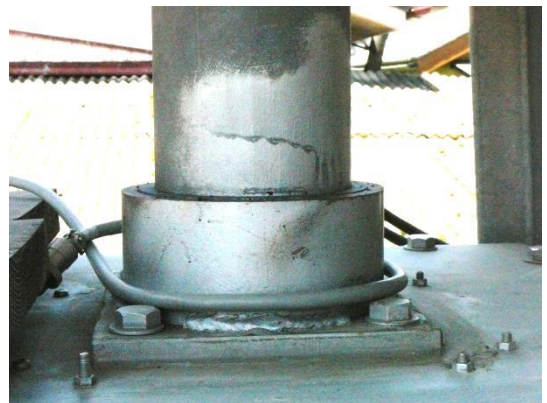
AZ 方向指示のロータリ・エンコーダやコントロール装置は、四角い基部のなかに装備されています。

ディッシュ背面に 24GHz ユニットを取り付け、円筒導波管フィードを 10GHz フィードホーンのなかに通しています.

久留米の **JA6CZD** 森さんと開口径 2.4m のオフセットディッシュ（Andrew 製）.

昨年 6 月、森さんが EME のメッカといえる久留米で JA-EME 全国大会を主催され、そのあと皆で見学におしかけました。タワーに隣接するガレージの屋根がちょうど良い作業スペースになっています。

このアンテナは 10G/24GHz を運用するために製作されたもので、5:1 チェーンとウォームギアにギアドモータで駆動する 90mm 径の回転マストに取り付けています。モーター駆動電圧を下げて、PWM 方式で 1 回転 6 分以上かけてゆっくり回転させています。

90φのパイプを樹脂製ベアリングで受けた後、下に回転軸を延長して 12-bit アブソリュトエンコーダを接続します。

24GHz EME ではビームが鋭くなるため、0.1°毎の駆動精度でも月の追尾は容易で

はありません．JA6CZD は OE5JFL 方式のコントローラ(DRIACS-G2,HB9DRI 製、表示 0.1°毎が可能)でプログラム月追尾をおこない、さらに 5.7GHｚ以上の常套手段として、月雑音を IF 段で検出して手動で月を追う方法をもちいます。

このシステムで昨年 5 月に OK1KIR と交信できたとき、月ノイズ 2.0dB、太陽ノイズ 13dB，近隣建物での地球ノイズ 3.0dB だったそうです。

≪ノイズメータと ANT コントローラ≫

肉厚のＬアングルとパイプを多用したドブ付け亜鉛メッキの堅牢な特注タワー。高さ 6m、風圧面積が大きいこのアンテナでもグラつかないものを製作したそうです。

＊　＊　＊　＊

JA4BLC 又賀さんの 3m ソリッドディッシュ。従来の自作メッシュディッシュに細かい網を重ね貼りする方法や、メッシュにかわってアルミ板を敷く方法がありますが、鏡面精度や反射効率はどうしても本来のソリッドにかないません。

微風で揺れない構造も必要になります。

回転マストを木組みではさんで、わざとブレーキをかけておくことで、バックラッシュや風の影響を軽減します。

当初、試みた AZ 角度検出は、マストと同径のプーリを使う方法でした。エンコーダ（下側）に負担をかけず、スチールワイヤを強く張るための工夫がみえます。

AZ 駆動には、5：1 チェーンギアにウォームギアとＤＣギアドモータをカプラで連結。チェーンに充分なテンションをかけるため、ギア取り付けネジ穴は長穴で位置調整ができるようになっています。

「ジャッキを使ってテンションをかけてからネジを締める」、と森さんがおっしゃっていました。DC ギアドモータは中津製作所の製品です。

最終的には、AZ を軸の直下で検出する方法に落ち着いたようです。

EL 駆動は、衛星放送受信用に売られているリニアアクチュエータを 2 本、そのままパラレルに並べて駆動していますが、何ら問題ないとのことです。

アンテナコントローラは、森さん同様に OE5JFL/HB9BDI の製品 DRIACS-G2 を使用、手動スイッチもパルスコントロール回路で微細な駆動を可能にしています。

≪JA4BLC 3m 径ソリッドディッシュ≫

＊　＊　＊　＊

W5LUA Al さん。このひとを知らなければ、マイクロ波ではモグリでしょう。

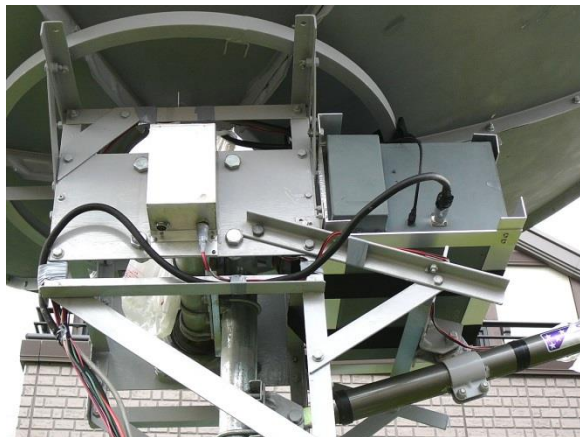
この 2.4m オフセットディッシュでは、10GHz/24GHz/47GHz で EME の実績があります。76GHz も現在実験中とのこと。

中古で入手したときは鏡面の導電塗料が剥がれていたので、アルミフォイルを鏡面に貼り直して、白く塗装しました。

正面の焦点位置に必要に応じてフィードホーンほか受信 LNA とコンバータ、TWT アンプと電源などを設置しています。

駆動装置は意外と簡単で、リニアアクチュエータ 2 本でそれぞれ AZ/El を駆動。AZ 軸上とディッシュ背面の EL を検出しています。AZ 回転範囲は限定されるため、東か西か必要なほうに向けなおしているようです。

豊かな国アメリカでは、こんなジャンクが手に入るようです。この 90°の 2 軸をつなぐ回転機構は、指先で軽く回すことが可能です。

JA1WQF 笠井さんの 3m ソリッドディッシュ。5.7/10/24GHz で活躍しています。

AZ/EL ともリニアアクチュエータで駆動しており、ともに精密ポテンショメータで角度を検出して A/D 変換、秋月製のキットでパソコン制御しています。

回転マストに、ホームセンターで購入したシリコンゴムのベルトを掛けて、ポテンショメータに回転を伝えています。

AZ 駆動はリニアアクチュエータにより限定的な可動範囲ですが、北を中心に北米とヨーロッパの「月のウィンドー」を追尾できます。

この簡単な機構でも実用精度 0.2°くらいの追尾は可能とのこと。しかし実際のマイクロ波 EME では、月雑音を検出しながら手動で追尾する必要があります。

（笠井さんのご活躍は、ご本人による本誌の別稿をご参照ください。）

＊　　＊　　＊　　＊

以前のマイクロウェーブミーティングでも紹介がありました、JJ1NNJ 関さんの 3m ソリッドディッシュで採用された EL 検出機構です。

EL回転軸の延長に、ロータリエンコーダの軸をアルミ合金のカプラで直結しています。防水のため、この結合部分にプラスチックの薬容器を切って作った半円筒をかぶせています。

工事中のJJ1NNJ 3m ソリッドディッシュ。（後方にカウンターウェイトに使った水入りポリタンクが見える）

最後にJH1KRC の場合・・・

さて、自分のアンテナをどうするか？みなさんに教えていただいたお知恵を生かして、Paraclipse社14-1/2 feet TVROを改修しました。このアンテナの駆動装置は、いわゆる赤道義類似の衛星テレビアンテナで一般的な機構です。

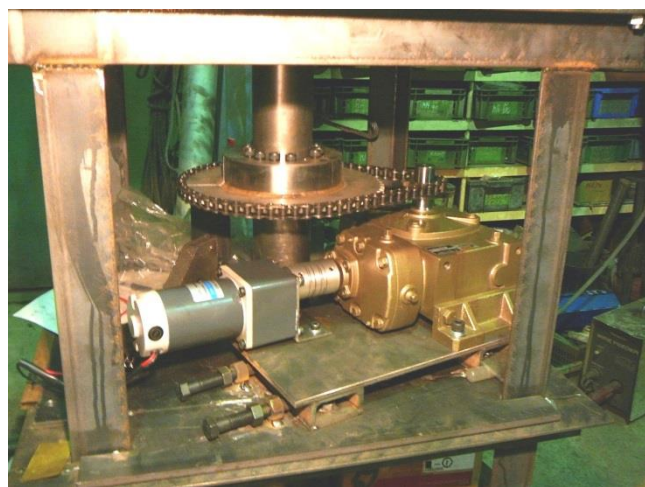
ある仰角に設定したアンテナを東西に首を振るように回します。これだと、基本軸が（天の北極向きではなく）鉛直方向のため、月の赤緯の変化により、ポーラーマウント方式による正確な月の追尾はできません。全体の可動範囲も天球の1/3くらいであり、太陽雑音やコールドスカイに向けるときは不便です

このチェーン駆動では、どうしてもバッククラッシュが大きいし、付属のパルスカウント表示をたよりに月の位置を割り出すには、大きなグラフ用紙に描いた月の軌道とカウント表示の換算グラフと「にらめっこ」が必要でした。これまでにうまくいった異なる75局と数百回に及ぶ交信は、すべてシャック内から遠隔操作によるAZ/ELのスイッチボタンの手動追尾（！）でおこない、大変不便でした。（よくやった、と感心もします。）

半値角 3.8°のアンテナでは 3 分に 1 回くらい軌道合わせをしたいので、いちおう晴天の夜は月をビデオモニターで見ながら追尾できるように、アンテナに CCD カメラを設置。しかし昼間の細い月の日や曇天・雨天ではほとんど用を足しませんでした。さいわい 1.2GHz は送信出力が余裕の 500W と大きいので、ひとたび自局のエコーをとらえれば、そのままエコーをたよりに月追尾は可能でした。いわば、力任せの EME でした！

せっかく免許をもらったマイクロ波 EME に備えて、新たに駆動メカニズムを改修、すべて刷新することにしました。

持つべきものは友人、趣味の仲間でしょう。那須塩原の近所にある鉄工所、北部工業の後藤社長は元アマチュア無線家です。3.11 震災で大きな被害が出た栃木県北部の工場設備などの修繕に超多忙ななか、手書きの図面を手渡してこちらの趣旨を詳細に伝えておいたら、いつのまにかこれができておりました。

JA6CZD の教えに従い、回転マストは 90φで二重パイプね、と伝えたのですが、面倒なのでムクの丸棒にした、とのこと。えっと驚きましたが、大丈夫です・・・

ツバキの 5:1 チェーンギア、マキシンコの高級ウォームギアと中津製作所のギアドモータは 1 枚のゲタに載せておき、チェーンをきつく締めるために取り付け位置を動かす（ゲタの歯を押す）ボルト 2 本を溶接しました。このあと群馬の草津温泉じゃなくて、ドブ付け亜鉛メッキ工場へ送り、丸棒以外をどっぷりと入浴させてきました。（丸棒はメッキを掛けると太くなってギアに入らなくなるおそれあり、とのこと。あとでペイントしましょう！）

EL 駆動は定番のリニアアクチュエータ（最大長 90cm）を 1 本使用。ディッシュの後ろ側にカウンタウェイトを取り付けることで 300 kg近い重量のアンテナをスムーズに上下できるようにします。

さて**アンテナ位置を検出する方法**は？
この TVRO には EL 検出用エンコーダを取り付けられる軸が出ていません！

そこで、諸々の OM’s に習い、**地球の重力を利用する方法**にしました。使用するアブソリュートエンコーダは安価な MAB-25 なので、軸に錘（おもり）を直付けすると軸がサグってしまい、スムーズに回転しないことが判明しました。

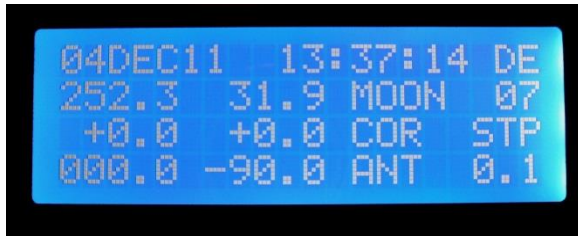
≪錘でエレベーションを検出する実験≫

試行錯誤の結果、ベアリング付きシャフトを取り付けることで、エンコーダを錘で回転させて、エレベーションを正確かつ遅滞なくスムーズに検出させることに成功しました。

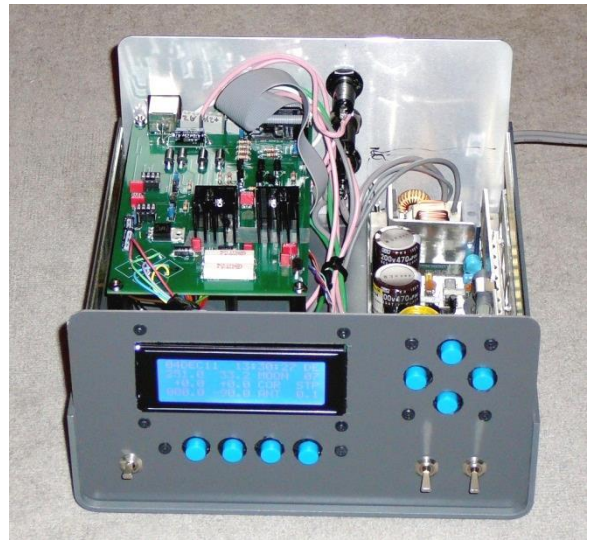
筆者がアイデアを出したところ、旋盤加工が得意な JA6XED 塚本さん（本人の 6m ディッシュでも錘方式を使用中）が多数の試作品を製作してくれたおかげで完成です。感謝！

写真のように 30mm 角の真鍮ブロックをコの字に削り、両側にベアリング取り付け穴（くぼみ）2 か所を旋盤で正確に開けてベアリングを埋め込みます。ここに 6mm シャフトを通し、15×15mm 角×150mm 長の真鍮バー（重量 280 グラム）を取り付けます。アルミ製シャフトカップリングでエンコーダに接続し、フェザータッチでスムーズに回転するのを確認。

検出器を 2m 長のアルミ角パイプに取り付けて、ベランダで簡易的に実験。レゾリューション設定 0.1°でも検出角度の表示はほぼスムーズに変化。遅れが生じても 0.1～0.2°程度。これなら EME で問題なく使えます！

肝心の**アンテナコントローラ**は、完成品キットの OE5JFL 方式/HB9DRI 製作・頒布の **DRIAC-G2** をみなさんといっしょに購入。見栄えするようにタカチのケースに本体用 12V と駆動用 24V/18V 切り換え式のスイッチング電源とともに収納しました。

≪DRIACS-G2 の表示例≫　上の行から、
日付と年　UTC　　デクリネーション
AZIMUTH　ELEVATION　月を選択　同上
AZ/EL の設定オフセット　ステップ
現在のアンテナの位置　　　同上
（AZ,EL ともエンコーダを取り付けていないときのデフォルトを示す）

このコントローラはPIC内蔵なので、パソコンを使用せず独立して月や太陽ほかの代表的天体の追尾が可能です。これによってパソコンから発生する雑音を減らすことができます。

駆動用パルスコントロール回路（PWM）が内蔵され、モータの起動および停止でスムーズな回転が期待できます。

HB9DRIはこのキットを50セット製作して頒布したそうです。現在、バージョンアップした次の製品を開発中とのこと。

興味がありましたら、フォローアップをお願いします。

JE1TNL 東野さんは、こう教えています。

AZ/EL コントロールはSatellite通信から応用でき、CALSAT32+PICNIC インターフェースでも可能です。たとえば CD 社の RC5A-3(AZ)と ERC5A(EL)などの角度検出電圧（0-5V）を取り出して、約 2/3 に分圧し PICNIC インターフェースに入力します。

CALSAT32 やPICNICインターフェースの概要は、Satellite 通信関連サイトで容易に検索出来ると思います。

CQ 誌 2010 年 8 月号の別冊付録「チャレンジ・ザ・衛星通信」第 7 章「パソコン活用で広がるサテライト通信」で、JA2WDN 長谷部氏や CALSAT32 作者の JR1HUO 相田氏が詳細を解説されていますので参照されてください。

基礎は親戚のハムが経営する宮沢建設にお願いして重機で掘ってもらいました。そこへ、ネジを増やせ、方向も増やせ、などといろいろ注文を付けてようやく完成した鉄骨を入れ、コンクリートが乾くのをまって、亜鉛メッキのペデスタル（基部）を設置しました。これで完成です！！

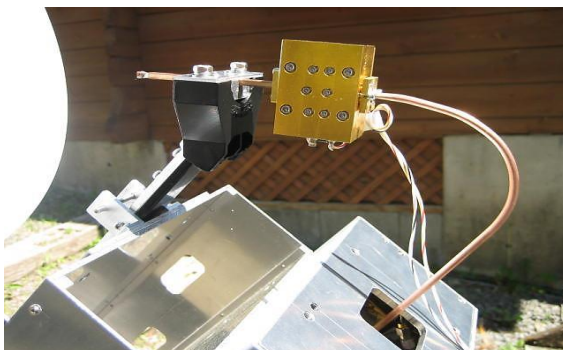
７７GHz Sun Noise 測定による Dish Gain の推定

JA1ODA　　横山　公一

1. はじめに

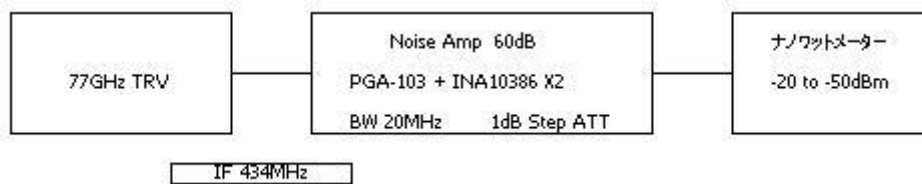
77ＧＨｚ帯は Kuhne の 76GHz　Amp のおかげで Power,受信感度とも皆さんかなり改善されたようです。私は Amp 回転、ドライバ逓倍式で新規製作しました。MKU LNA 761B のデバイス AUH318 は Medium Power Amp なので Gain が低いのと NF が良く無いのが不満足です。それでも 45cm offset と組み合わせて Sun Noise 2.3dB を記録しました。これに物足りず下記の LNA を入手し Sun Noise を測定。この結果を用いて Dish Gain を推定してみました。

この LNA は 5-6 年前から Microwave Update で紹介されていた USA の 78G LNA Project の物で、昨年暮れにやっと受注受付となりました。47 台中の１台を 5 月に入手、77.75GHz にて　NF 4.9dB Gain 29.25dB の Data です。(イメージに近い 77GHz にて NF 4.89dB)既存の 77G TRV(MKU LNA 761B 付き)に Pre Amp として取り付け、早速 45cm offset で Sun Noise を測定した結果　3.5dB でした。

そこで NF 4.9dB の System 雑音温度、Sun Noise Y ファクター(3.5dB)、Solar Flux Unit(公表値)から Dish Gain を計算してみました。結果から言えば Sun Noise による Dish Gain の推定は 77GHz での Solar Flux 値が大気の影響で正確な測定が難しく,発表されている値を当てはめても確かでは無い、という結論です。確かな測定には Moon Noise を測定しないとダメだと解りました。結果はともかく、計算過程、問題点を知ることも役に立つだろうと思いまとめてみました。計算方法は 77GHz のみならず他 Band でも確かな Solar Flux 値が得られれば有効です。

(写真１)

USA 製 LNA 追加で Sun Noise 測定

2. Sun Noise 測定法

Noise を安定して測定するには広帯域にすることが必須です。我が機はIF=434MHz ですが約 20MHz BW を Amp して逸見式ナノワットメーターで測定しております。Local OSC のスプリアス等が Amp に入り込むと測定はまず不可能で、その点を良く考慮した設計の LO が必要です。

（写真２）Noise Amp とナノワットメーター

3. Solar Flux Unit

Solar Flux は帯域、単位面積あたりの Power で表記しますが単位が小さく、煩雑なので太陽フラックス単位：sfu を定義し表記することが多いです。1sfu = 10^{-22}Watt/meter^{2}/Hertz　また電波天文の開始者 Karl Jansky をたたえて Jansky という単位を使うことも有ります。10,000 Jansky = 1 sfu

これらを測定公表している機関はいくつかあります。北米の Sagamore Hill, オーストラリアの Learmonth 等 6 か所は NOAO(U.S. National Optical Astronomy Observatories)の管轄下で運用しており VK3UM の EME Calculator は Learmonth の測定値 245,410,610,1415,2695,4995,8800,15400MHz を取りこんで計算してます。各アマチュアバンドは補間 Data です。50ＭＨｚ以下、24GHz 以上は外挿しているので Data はかなり怪しくなります。日本では国

立天文台　野辺山の太陽電波強度偏波計で 1,2,3.75,9.4,17,35,80GHz で観測しております。ただし 35,80GHz はバーストのみで、定常状態の sfu は固定値です。電波天文では興味の対象はバーストなのでこれらのミリ波では定常値には興味が無いのと測定が難しいようです。17GHz 以下は日々の sfu Data が web で公表されています。
http://solar.nro.nao.ac.jp/norp/html/daily/pl_latest.html 特異な変動はEvent Listを見ると良くわかりますのでSun Noiseを測定した場合は、後日その観測時に特異な現象が無かったかを確認した方が良いと思います。

問題の 77GHz の値ですが、この周波数に近い野辺山で観測している 80GHz での静かな太陽の sfu は 9700 です。資料２を読むとこの値は自ら観測した値では無く 1976 にアメリカで発表された 36GHz と 93GHz の測定値を補間して求めたものです。この測定では大気の影響を知るために新月の時（前後数日含む）に Sun Noise と Moon Noise を同時に測定し、その差から大気の影響を補正してます。資料 3 を参照下さい。尚、sfu のミリ波での長期変動がどうなっているかは資料が見つからずでした。マイクロ波帯は以下のデータが有ります。
http://solar.nro.nao.ac.jp/norp/html/MicrowaveSunspot201306.pdf

4. Sun Noise,Solar Flux、システム NF、Dish Gain(受信断面積)の関係

最近では何でもソフトに頼って Data だけ入力して、はいこうです。というやり方ばかりですがそれでは計算の基となっている式、定数等が不明の場合が多くて知見とはならず。VK3UM の EME and Receiver Performance Calculator はなかなか良く出来ていますが 24G,47G の Solar Flux Unit(sfu) は 15.4GHz 及びそれより低い周波数の IPS Data からの外挿でかなり怪しいです。まして 77GHz は Data 無し。そこでもろもろ調べてみると 1991 Microwave Update に WA5TKU が Calculating System Performance Using Solar Flux Data と題して計算方法を詳しく解説しています。これを教科書として 77GHz の Solar Flux Unit を調べて計算してみました。この手の計算は EME 用が主目的なことが多くて Dish Gain を推定し(測定できないことが多い)、System の NF 値、既定の sfu より Sun Noise の Y ファクタを予測する計算です。
手順は；

Ⅰ. Dish Gain より Effective Area(受信断面積)を計算。

$A_e=\lambda^2*G_r/4*\pi$ ---------(1)

Ⅱ.目的周波数の Solar Flux Unit を観測 Data 等より得る。
（アマチュアバンドの値は補間による）1 sfu $=10^{-22}$watt/meter^2/Hertz

Ⅲ. Solar Flux によるアンテナ温度を計算。
$T_{ac}=A_e*s/2*k$ ----------(2)　　　　$k=1.38X10^{-23}$J/K(ボルツマン定数)

Ⅳ. System NF, Sky Noise 及びⅢより Sun Noise を計算。

$S_{nc}=10\log(T_{ac}+T_{sky}+T_{sys})/(T_{sky}+T_{sys})$ ------(3)

5.実測 Data による計算

３．に示した計算式だけでは理解しにくいと思われ、下記に計算過程を示します。G_r を求める為に(3)式から計算して行きます。

(3)式　$S_{nc}=10\log(T_{ac}+T_{sky}+T_{sys})/(T_{sky}+T_{sys})$

S_{nc}=3.5dB-----2.239(真数)
T_{sys}----LNA NF 4.9dB +Post Amp NF 考慮して　4.92dB---3.1(真数)
$T_{sys}=T_o(F-1)=290(3.1-1)=609K$
T_{sky}----77GHz にて 100K とする。(HJ No5 P87 参照。大気雑音が主)

以上より　$2.239=(T_{ac}+100+609)/(100+609)$　　　$T_{ac}=878.451$

(2)式　$T_{ac}=A_e*s/2*k$
s---は文献 2 より sfu 80GHz---9700 35GHz--- 2450 を直線補間して 77.316GHz(DSB 受信なので 77.75GHz と LO-434MHz のイメージ周波数の中間=LO 周波数で計算）にて $s=9268*10^{-22}W/m^2/Hz$
ここで 1/2 にしているのは太陽雑音は偏波がランダムでどんなアンテナでも 1/2 の Power しか受信出来ないからです。

$878.451=A_e*9268*10^{-22}/2*1.38*10^{-23}$

$A_e=0.0262m^2$

(1)式　　$Ae=\lambda^2*G_r/4*\pi$
λ＝3.93mm（77.316GHz にて）
$0.0262=(0.00393)^2*G_r/4\pi$

G_r=21317------43.3dBi

となりました。

またDish Gainの計算式　$G=\eta(\pi*D/\lambda)^2$より

λ=3.93mm,　D=450mmだと　η=16.5%となります。

いくら77GHzで面精度が問題でも一寸悪すぎるようです。

ちなみに私の47GHz 45cm offsetは43.1dBiでη=41.5%です。

6.まとめ

計算上でそれなりの値にはなったので各パラメータさえ正しければ Sun Noise測定によるGainの推定も出来そうです。ただし、冒頭に書いた通りミリ波での大気損失を正しく測定できないとsfuが不確実です。資料２によれば野辺山で実測した90GHzにおける大気の透過度は

季節	天頂角　0°	20°
冬	0.92	0.73
夏	0.70	0.40

となっております。かなり大雑把な値ですが参考になります。

もし測定時５月２２日の大気の透過度が0.5ならばGainは3dB Upとなります。おそらくこんな物だと思われます。LNAが来たのが５月連休明けで冬場の測定が出来ておりません。今後条件の良い冬に再測定してみます。またDish Gainの直接測定も試みたいと思います。

参考資料：

1. Calculating System Performance Using Solar Flux Data :by WA5TKU Microwave Update 1991
2. 太陽バースト観測用80GHz強度計:関口他　東京天文台報　第20巻　第２冊
3. The Solar Brightness Temperature at Millimeter Wavelength: by R. Kuseski and P. Swanson, Solar Physics Vol. 48, Issue 1（冒頭２Ｐ Web上、国会図書館にはこの号欠落）
4. Sun Noise Solar Flux Measurements by VK3UM (Web上)

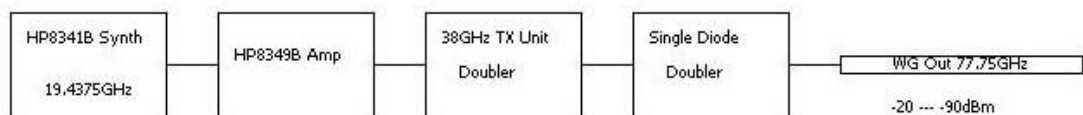
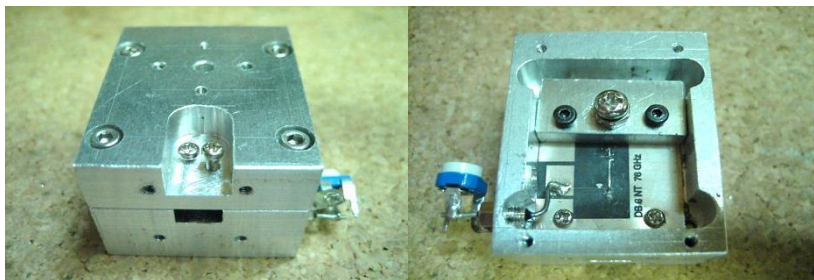
2013年８月　　JA1ODA　　横山　公一

77GHz 受信感度の測定

JA1ODA　　横山　公一

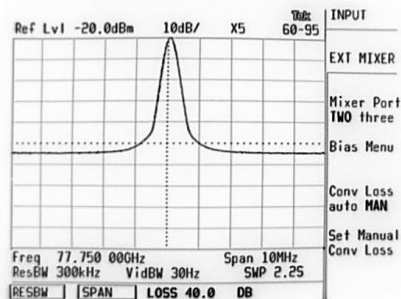
1．はじめに

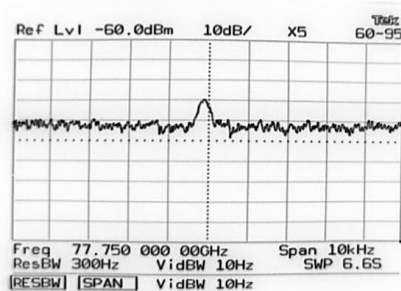
77GHz でも受信性能を定量的に評価する為、確度が高い低 Level の信号を発生させて受信感度を校正する方法を紹介します。受信電界強度が解れば、77GHz での大気損失測定に一歩近づきます。また Dish を含めた性能は Sun Noise を取ることで解りますが Dish Gain と NF を切り分けて測定したいことも有ります。しかし 77GHz では Noise Source の入手が難しく NF 測定は実現出来ないことがほとんどです。そこで最小受信 Level の評価と、受信入力に換算した雑音量（N=kTB との差が NF となる）を測定してみました。

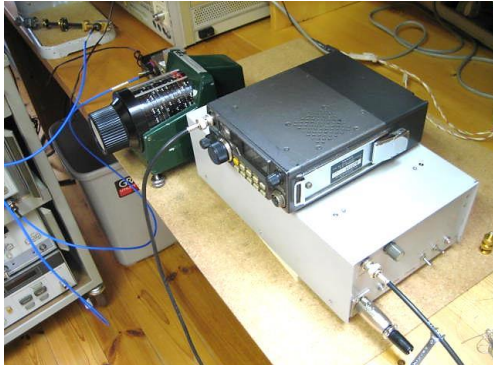
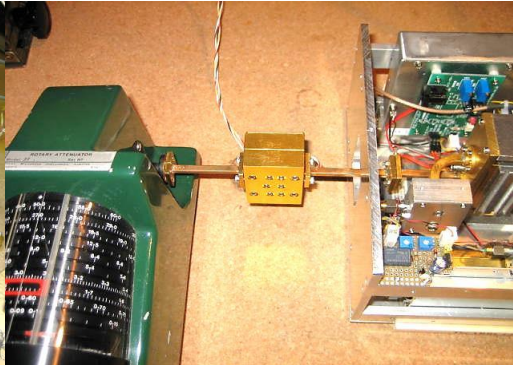
2．77GHz 信号源

77GHz 帯の 1/2 の 38GHz 帯にはジャンクがかなり有ります。３逓倍 or ４逓倍で 38GHz 帯、100mW 出る CMA382400AUP はかなり出回っております。私はもう少し Power の出る 38GHz 帯送信 Unit(オリジナルは 2GHz 台と 18GHz 台 X2 を Mix)を２逓倍器として利用しております。この出力で DB6NT No.29 基板のシングルダイオード２逓倍器をドライブして 77GHz を作ります。WR28 In でケースが面倒ですがここは２分割構造で作りました。

(写真１)38G X2

77GHz Out には負荷変動を避けるため WR10 の 15dB ATT を入れて有ります。Level の確定は Hughes の W Band Power Sensor 47776H と Boonton 42B Power Meter で測定します。これは Boonton 専用の Balance 型の Diode Power Sensor で常に 10dB ATT 付きで使用します。まず Power Meter が比較的確かと思われる-20dBm に Power を設定して Spe Ana の Ext Mixer Conversion Loss を確定します。W Band の Ext Mixer は手持ちが無く TRG R965 に WR28---19 Taper, WR19---15 Taper, HP W365A Isolator を付けて Mixer を構成しました。かなり長くなってしまいますが Return Loss が悪いと測定にならず仕方なしです。Spa Ana は Tek 2782 ですがこれで Conversion Loss 40dB でした。(N=5 Harmonics)

-20dBm で Spa Ana を校正したら HP8341B シンセの Level を下げて-90dBm に設定します。38G X2 の逓倍器は急激に Level が低下するので 19.4375GHz は -6dBm 程度で丁度良い状態でした。-90dBm の安定性が心配でしたが一度火を落として翌日設定 Recall で問題無しでした。-90dBm まで下げるのはこの後の Variable ATT が Max 60dB で、出来れば確度の良い 50dB までにして測定したいからです。尚, 77GHz で-90dBm を観測するのは一般的な Advantest, HP の SA では難しいかも知れません。例として、HP11970W は通常 N=18+で Conv. Loss 46dB, -85dBm/1kHz RBW です。

(写真２) -20dBm を確定

（写真３）SA を-20dBm で校正

(写真４)Ext Mixer

（写真５）　-90dBm に設定

３． TRV＋親機で感度測定

(写真６)ATT と TRV,親機　　　　　　(写真７)USA 製　78GLNA を追加

-90dBm の 77GHz Source に Flann の W Band Rotary Vane Attenuator を接続し親機 FT-790MKⅡの S メーターが指定値になる ATT の値を読み取ります。また USA 製 78G LNA を追加して性能の差を調べました。

結果：FT-790MKⅡ　SSB Mode にて

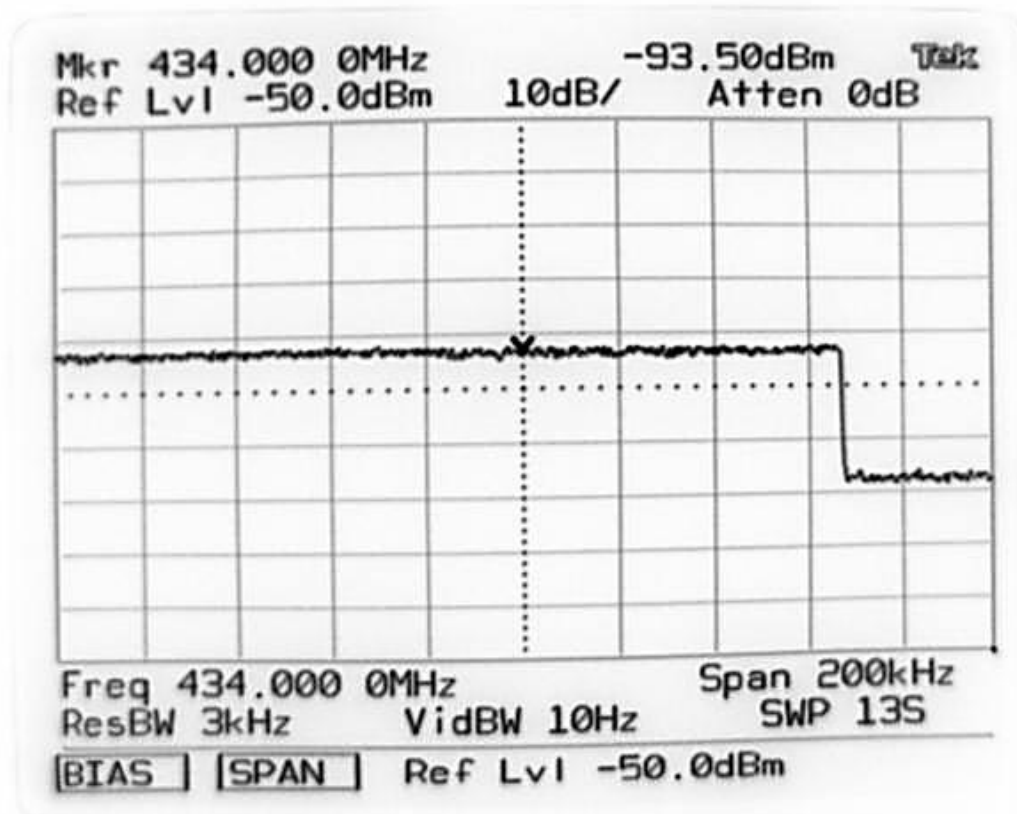
Ⅰ．LNA 無し（MKU761B のみ、Sun Noise の差測定にて NF=9dB と推定）

S9----　-105dBm
S5----　-120dBm
-125dBm キャリア----良くわかる
-128dBm キャリア----かすかにわかる
-130dBm キャリア----ほとんどわからず

Ⅱ．LNA 付き　（NF=4.9dB, Gain=29.25dB の Spec）IF ATT=20dB

S9----　-115dBm
S5----　-130dBm　　空 S=4
-135dBm キャリア----良くわかる
-140dBm キャリア----かすかにわかる
-145dBm キャリア----ほとんどわからず

４． 残留 Noise による NF の推定

LNA 付きの状態で IF=434MHz の Noise を Spe Ana で測定し、かつ入力換算して N=kTB との差を取り NF を推定しました。

（写真８）TRV Out 434MHz の Noise 右端は TRV Off で SA Noise

IF Noise を入力換算するために事前に 77GHz---IF (434MHz)の変換利得を測定しておきます。434MHz の絶対値はかなり確かですが、77GHz は Hughes の Power Sensor だよりで何ともです。今回は LNA を追加したので 434MHz IF Level は SA の Noise Level より 20dB 以上高く測定の問題は無いですがそれほど Gain の無い TRV の場合は Pre Amp 付きの SA か Pre Amp が必要と思います。SSB の帯域に近い 3kHz BW で評価しました。

測定結果：　77GHz---434MHz 変換利得----36dB
IF 434MHz Noise-----　-93.5dBm/3kHz(表示上)
SA でランダム雑音を測定した場合は Log Amp の圧縮、エンベロープ検波回路の特性で真の rms 値より 2.5dB 低く表示されます。よって真の rms Noise は　-93.5 + 2.5 = -91dBm/3kHz です。通常 SA の Noise 測定機能ではこの補正をして表示してくれますがあえて啓蒙の意味で機能を使わず。また分解能フィルタの雑音帯域幅は RBW (-3dB BW)としてほとんど間違いはないです。

入力換算 Noise----　-91dBm - 36dB= -127dBm/3kHz
N=kTB より常温では　　　　　　　　-139dBm/3kHz
ですので NF=12dB となりました。

5. まとめ

MKU LNA 761B は受信 Amp としては一寸不満足です。回転式では Power も NF もという欲張った性能がほしいところです。受信性能試験では USA 製 LNA 追加により 10dB 程度キャリア認識感度が向上しました。NF 差は４ｄＢ程度と思われますが MKU LNA 761B の RL は入、出力とも 77.75GHz ではかなり悪いのでマッチング Loss が多いかもしれません。USA 製 LNA を TRV に追加して感度向上させて仕上げるにはかなり面倒で当分実現しそうも有りません。

Noise の絶対値で NF を測定する方法では 434MHz,77.75GHz の Level の不確実が直接 NF 誤差になってしまい難しいです。USA 製　LNA は NF=4.9dB ですので計算値　12dB とはかなり差が有ります。実験中気がついたのは WR10 導波管接続の一寸したアライメントが Gain に大きく影響することです。全体の RL が良くないので微妙な位置関係でかなり変わってしまうのだと想像します。結果は怪しいですがもろもろの方法で NF を推定してみるのも意味のあることだと思い計算してみました。

2013 年 8 月　　JA1ODA　 横山　公一

77GHz における角---丸、導波管接続の問題

JA1ODA　　横山　公一

1. はじめに

我が 77GHz TRV では Kuhne の MKU LNA 761B Amp が WR12 なので導波管は WR12 を使っております。Offset Dish を使う関係で曲げが必要で、丸パイプは工作しにくいのと偏波面が変わる可能性が高く敬遠しておりました。今回 LNA を追加して試験したかったので素管を追加購入しようとしたら、なんとお値段が 3 倍。従来の供給元が廃業し別の仕入れ先になったとの事ですが確かな理由は不明です。いずれにせよ簡単に買える値段ではなくなりどうしようかと思案した結果、何とか安上がりな丸でやってみようと決心しました。47GHz でも 77GHz でも皆さん丸パイプだけで構成されている方が多いですが、我が機ではすでに WR12 で構成されており Loss, 反射が心配です。そこで思い当たるところも有り WR10 の測定システムで比較測定してみました。下記サンプルを WR10 の Source と WR10 の Detector の間に入れて Transmission を、WR10 の方結の先にサンプルと Dummy 代わりの WR10 Horn を繋いで Return Loss を測定しました。

２．測定サンプル

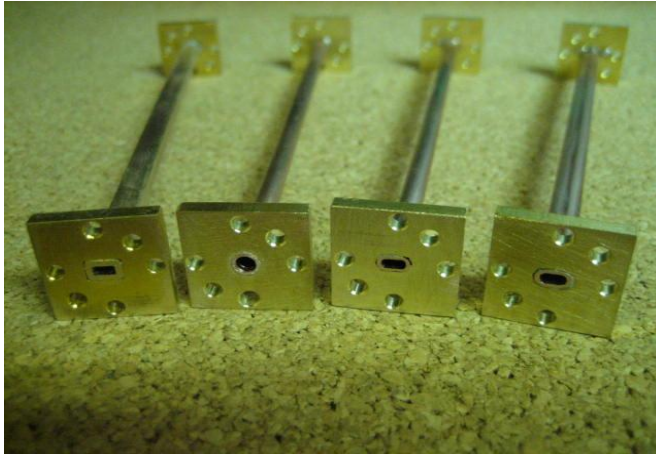
手持ちの WR12 が約 130mm 有ったのでこの長さに合わせて丸パイプ(外径 4mm, 内径 3mm)３種の測定用サンプルを作りました。次の 4 本です；

Ⅰ. WR12

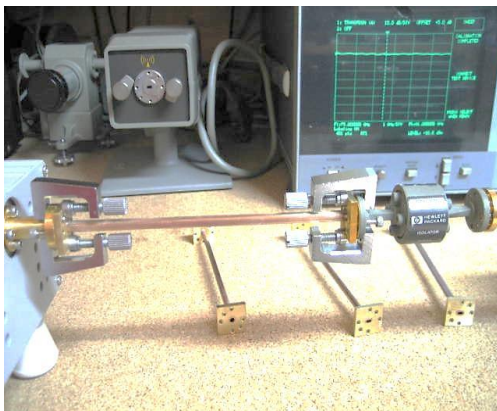
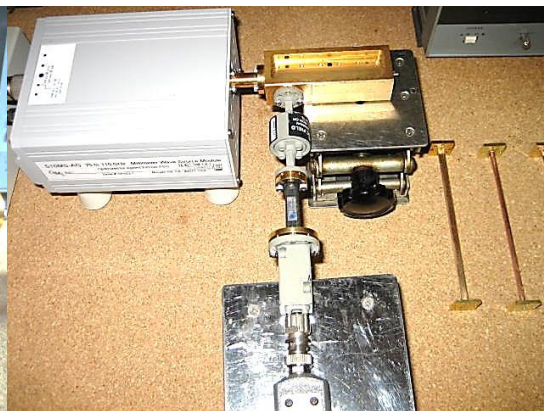
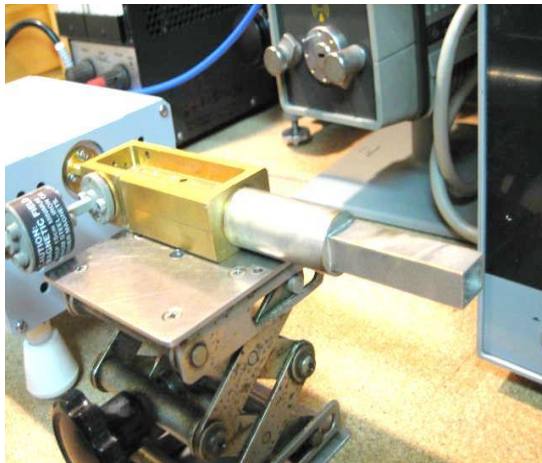
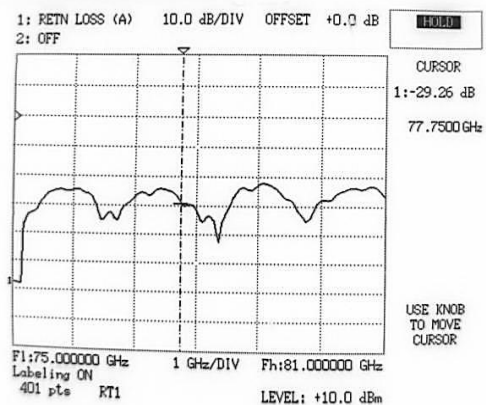
Ⅱ. 丸パイプ加工無し　（名称：丸）

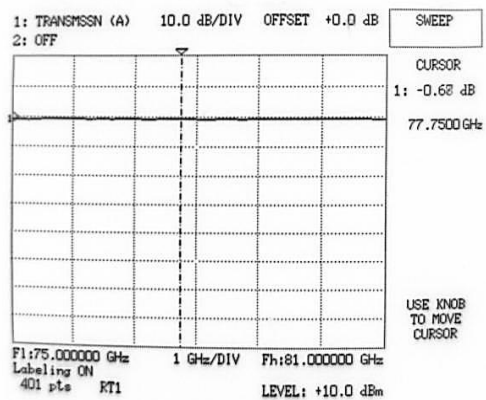
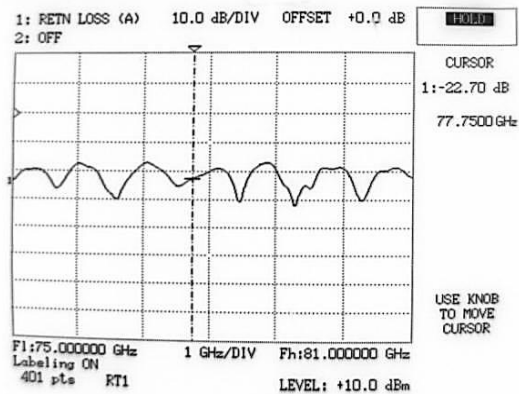
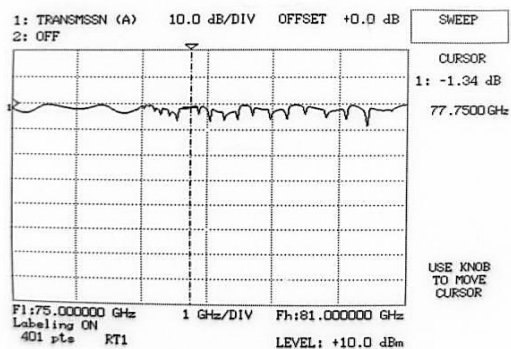
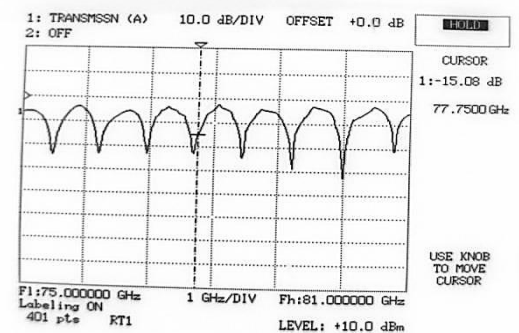
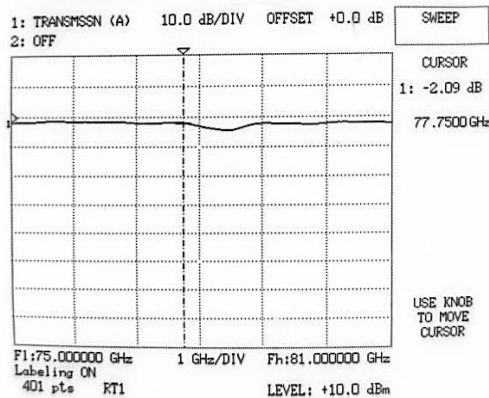
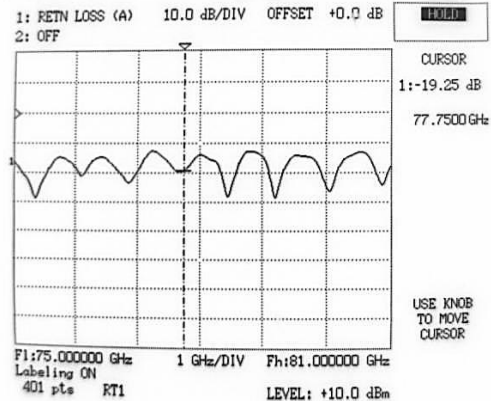
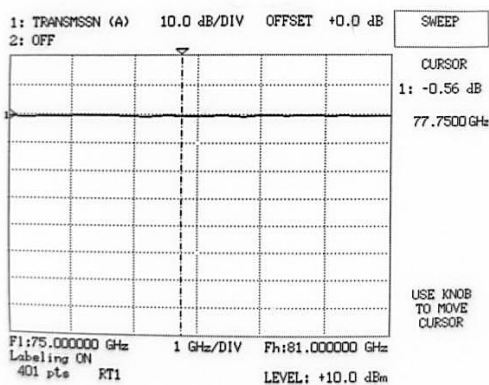
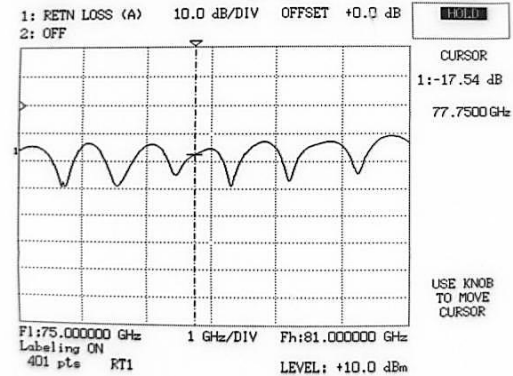
Ⅲ. 丸パイプ、両端約 15mm 位をテーパー状に潰し 1.6X3.8ｍｍ程度に
　　（名称：両端潰し）

Ⅳ. 丸パイプ全体を潰して内径 1.6X3.8mm 程度に
　　（名称：扁平）

フランジは UG-387U もどきを 18mm 角、3t 真鍮板で自作。写真の通りです。

写真（1） ４本のサンプル

３．測定器

WR12 の Band E(60---90GHz)はジャンクの測定器はほとんど有りません。このBandがほとんど使われていないからです。このあたりの周波数では94GHzにMilitaryのApplicationが有りミリ波の中でももっとも重要な市場でジャンクが豊富です。したがって77GHzの測定にはW Band(75---110GHz)のコンポーネントを使う以外に道は有りません。我が家ではOML の W Band ミリ波モジュール(6逓倍器、Isolator付き、ALC無し)をSourceとしてHP U422A Detector に WR19-15 Taper, HP W365A Isolator を付けて Detector を構成してます。U Band (40---60GHz)用のDetectorですので約10dBのResponse低下が有りますがこれでも 110GHz までなんとかなります。測定周波数は 77.75GHz をほぼ中心に 75---81GHz としました。Transmission 測定では WR12---WR10はほとんど問題無いと考えますがReturn Lossは反射が大きく確かな測定では無いかも知れません。RL 測定は Hughes の WR10 の方結を使っております。またDummyは手持ちが無くWR10のHornで代用です。

写真（2） サンプルをクランプ　　写真（3）RL 測定

写真（４） Dummy 代用 Horn　　　写真（５） Horn の RL （20dB 以上）

4. 測定結果.

写真（６） WR12 Transmission　　　写真（７） WR12 RL （20dB 弱）

写真（８） 丸 Transmission （反射多い）　写真（９） 丸 RL （かなり悪い）

写真（１０）両端潰し

写真（１１）両端潰し　RL

写真（１２）扁平（Loss 小）

写真（１３）扁平　RL

結果：丸は反射極めて多くてLoss, RLともかなり問題と言えます。扁平はWR12と遜色なしです。両端潰しはRLにかなり効果有りですがLossは多いです。WR12,扁平導波管に関しては Loss のほとんどはフランジ部分によるものと想像します。扁平の方がLossが若干少ないのは、たまたまフランジの出来が良かったものと思います。端面の締め付けも重要で試しに簡易的にクリップで止めたところLoss大きく、導波管用クランプで締めました。

５．加工方法

扁平に加工する方法を紹介します。ハンマーでひっぱたくだけですがなるべく凸凹にしたくないので写真の通り定盤と金床（レールの加工品）を使

いました。金床は定盤の隅において側面をほぼ平行にするために木片で高さを調整します。この間にパイプを置いて金床側面を３ポンドのハンマーで叩きました。

写真１４．扁平加工方法

もっと長い場合はどうするか？なるべく凸凹が無いように部分的に少しずつ叩けばなんとかなると思います。それほど神経質にならなくても導波管はかなりいい加減でも大丈夫です。外径 4mm 0.5t のパイプを潰せば成り行きで丁度良い寸法になると思います。WR12 の高さが 1.55mm ですのでこの程度になるまで叩きます。横幅は WR12 の 3.1mm より大きくなり 3.8mm(R の最大で)程度ですがカットオフが多少低くなっても問題無しです。

５．まとめ

扁平な導波管はフレキシブルな物がプロの施工にかなり使われております。また､くり抜きケースでは矩形の加工が難しくエンドミルで加工せざるを得ないので長円形の導波路も多いです。そこで今回,丸パイプを扁平加工して測定してみました。結果、扁平にしたものは WR12 と遜色なく TE_{10} モードでうまく伝送されているようです。私の最近の興味が 77GHz でしたのでこの Band で実験しましたが 47GHz でも同じような事が言えるはずです。もし矩形導波管の入手が困難な場合には代用としては十分と思います。W Band の測定機器はどれも入手困難ですが皆様のご協力で揃えることができました。どこかに行けば買えるという物では無いのでじっくり探す以外に方法は無しです。お譲りいただいた皆様有難うございました。

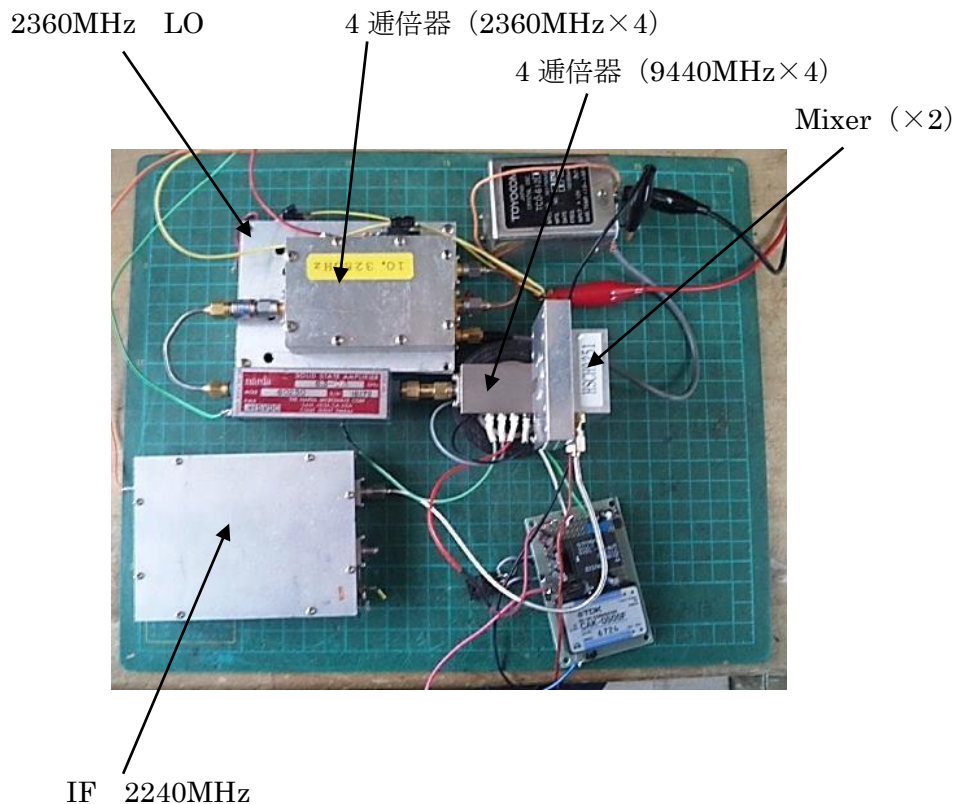
2013 年 8 月　　JA1ODA　横山　公一

～ジャンク箱から～

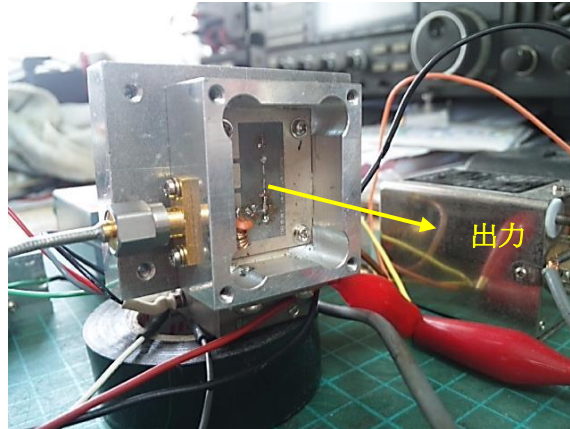
77GHz パイロット信号発生器を製作しました

JR1FRH　宇田川　康

マイクロウエーブ愛好家は 47GHz が一段落して、77GHz の挑戦を考えている方が多いと思います。私も KUHNE の LNA を購入して 77GHz の TRV も多少なりにバージョンアップして実験を行っています。実験で感じるのはいくらパワーアップをしても最終的にはアンテナ調整ですべてが決まってしまいます。アンテナ調整は相手局に無理を言って、延々と電波を発射していただきながら調整していましたが時間に限りがあり納得できる調整ができないのが現状です。

ある日ジャンク箱をゴソゴソと引っかき回していたところ 2GHz 帯の OSC が 2 台と 139GHz 帯の Mixer が 1 台出てきました。 1 台は 139GHz 帯に移行する前の周波数である 142GHz 帯の LO で 2360MHZ と 5GHz・10GHz の LO である 2240MHz でした。周波数計算をしてみると 2360MHz の 32 逓倍で 75.52GHz これに 2240MHz をプラスすると 77.76GHz となり信号が出てくるのではないかと考えました。
下記写真がバラックで作ったテストツールです。

77GHz が出てこない？

各ユニットの不良でもなさそうで確実に出るはずなのに 77GHz が出てきませんでした。試しに Mixer の蓋を開けてみたところ出ているではありませんか。

これは 139GHz 帯 Mixer のため出力の円形導波管の径が小さくカットオフだったためと判明しました。

基本的には出力側の導波管の径を大きくするのが常道ですが基板を外すとせっかく取り付けたダイオードの破壊につながりますし大きな出力も必要がないため蓋を改造してこのまま出力させる事としました。

まとめ

77GHz 帯の TRV を考えている方は IF を 2GHz 帯の TRV に変更してこの装置を基本に設計していただくと簡単に製作できるのではないかと思います。今回は各ユニットを無調整で構成したものですから、それぞれのユニットを完璧に調整していただければ出力 0dBm も夢ではありません。

＊データー

LO 周波数　2360MHz（PLL ロック）×16 逓倍

IF 周波数　 2240MHz

Mixer　　　2 倍ﾊｰﾓﾆｯｸ MIX 式

出力周波数　77.76GHz

出力　　　　－20dBm　　無変調

2BAND で使えるアンテナの実験

JF1TPR 熊野谿　寛

これまで、数台の 5G/10G・2BAND トランスバーターを製作して、移動運用に使ってきました。移動、特に山岳移動では「いかに荷物を少なくするか」「いかに軽くするか」が課題となるので、一つで済む 2BAND 化には魅力があります。一号機は 5G/10G のワンボードを一つのケースに組み込み、あまり軽くなりませんでした。その後、QRP の二号機、430M-IF の三号機、実験寄せ集めの四号機、三号機のリメイク版で五号機、と作りました。特に寄せ集めの四号機は出力が控え目ですが、そこそこ小さいので山岳移動のお友としてお気に入りになりました。

"オチョコ" の 2BAND 化

しかし、次の問題は「2BAND で使うアンテナをどうするか」でした。最初、マキ電機の 5G 円形ホーン("オチョコ")に 10G 用プローブも押し込んだ物を作りました。この調整はシビアで 2BAND 相互に影響がありますが、なんとか反射が-15dB 程度になったので、ヨシとしました。そして、これを放射器に百円均一にあったアルミ製の中華用油こし(ジャーレン鍋)のパラボラを組み合わせました。もっと大型の鍋蓋とも組み合わせてしばらく使いました。これは、「そこそこ使えるが、どうも 5G と 10G でメインビームの強い方角が違う」と感じていました。

全国移動実験の時に富士山頂で運用した時の事です。5G で 2 エリアの局と交信してから、10G に QSY したらどうにも信号が強くなりません。ふと、パラボラをほとんど地面に向ける様な具合にしたら、信号が最も強くなりました。「なんだこりゃ」とその時は思いました。

しばらくして JA1ODA 横山さんと話していたら、W1GHZ の資料にデュアル化した時の 10G でのサイドロープの強いのが出るシミュレーション結果がある、と教えてもらいました。例えサイドロープが正面のビームよりは弱くても、横に飛び出したサイドロープは、パラボラの面積の広い場所にあたるので、メインビームよりも強く信号が受信できたのでしょう。

メガホン・アンテナ

そこで思いついたのが、ダイソーにあるプラスチックのメガホンを使ったメガホーンアンテナでした。大・中・小とメガホンは三種類あります。三つ共に入手して試してみると、なんと中と大は、口の大きさがマキ電機のオチョコとピッタリと適合します。この内側にやはり百均のアルミテープを張り付け、オチョコを針金で固定できる様に穴を開けたら、メガホーンアンテナの出来上がりです。

試しに土曜日の夜に大山山頂に登って運用した所、5G と 10G が完全に同一ビームとなり、運用がずっと楽になりました。また、「特に 10G は強い」と言われました。これは、使用した 2BAND トランスバーターで 5G の出力が 300mW 程度(10G は 200mW 程度)と少ない事

もあるのでしょう。さらに、イモ煮会で測定していただいた所、標準ホーンとの比較で 10G 22dBi との素晴らしい結果が出ました。メガホーンは、本来の標準ホーンアンテナ等よりも広がる角度が緩やかです。しかし、実験してみるとジョウゴ等の様に急な場合には、うまくアンテナとして動作しない事がありますが、緩やかな場合にはそんなに問題は無いと思われます。

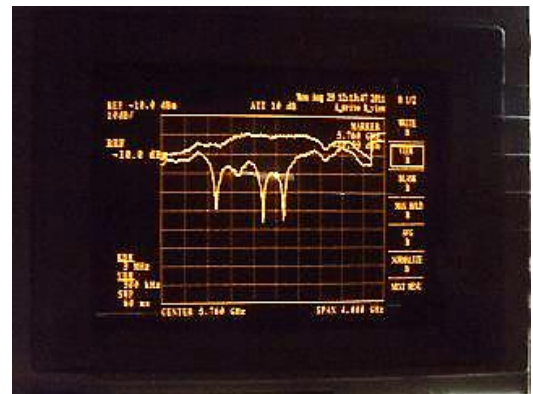
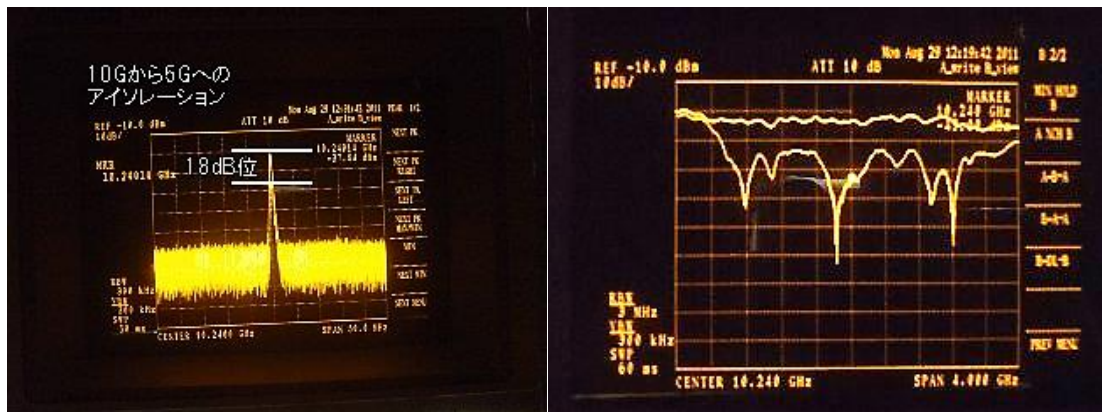
しかし、メガホーンアンテナにも問題点があります。第一に 2w 出力などハイパワーの場合に、オチョコの中に二つのプローブが出ているので、アイソレーションが 10dB 程度となる場合もあり、初段の石を飛ばさないかと心配になります。実際にはこれで初段を飛ばした事は無いのですが、精神的にはよくありません。次に、メガホンを大きくすればゲインは上がりますが、メガホンの「大」は長くて扱いにくいのです。特に横から風を受けると、三脚では回ってしまいます。第三には、こうした結果として近郊の山岳移動等では良いのだが、本格的な長距離交信をめざすにはちょっと頼りない気がする、という事になります。

二段のデュアルモードホーン

そこで、なんとかパラボラと組み合わせたり、オフセットと組みあわて使う事はできないか、と考え出しました。そこで、またまた W1GHZ のサイトを見ていたら、10G 用デュアルモードホーンのモード変換部の先に 5G の輻射器を組みこんだ図面がありました。

「でも、こんな寸法の金属は手に入らないな」と思い、CQ 誌のコラムに書いた所、ハムフェアで 7N2NUW 馬場さんが「それは水道用銅パイプと変換ソケットを使ったものではないか」と 5G/10G の各バンド用として実験された物を持ってブースに来て下さいました。

ノギスで測って見ると確かにその物ずばりの寸法です、W や UK では、水道用銅パイプとそのパーツをマイクロ波で多用していますので、これに間違いありません。

そこで、①最初は 10G の 3./4 インチパイプを使った放射部を調整しました。プローブの穴は決まっていたので、芯線部の長さが違う SMA コネクタを交換してみたら、反射は-20dB 程度となりました。②次に、1・1/2 インチとの変換ソケッ

トを使ったデュアルモード変換部の 1・1/2 インチ側に 5G 用の放射器の穴をあけて、SMA コネクタを組み込みました。これで SMA の芯線部の長さを調整してから、最後は半田で太さを調整すると反射が-20dB 程度となりました。③この状態で 10G 放射部を外してみましたが、5G の反射はあまり変わりませんでした。④また、各バンドの-10dB 放射角度を簡易的に測定すると、10G 80 度・5G110 度程度でした。10G ではオフセットで使えますが、5G はスピルアウトしそうです。

「では、この先にさらにモード変換部を付けたらどうなるか」と考えました。二段のデュアルモードホーンです。調べると水道用銅パイプには、1・1/2 インチと 2 インチの異径変換ソケットがあります。でも、近くの DYT 等を回ってもそんなに太いソケットは置いてありませんでした。でも、インターネットで検索すると通販が見つかったので注文。五日ほどで 1 ・1/2 インチと 2 インチ変換ソケットが到着しました。(1350 円と送料)

はやる心でこれを付けようとしたのですが、スポッと入りません。考えたら両方が 1・1/2 インチのパイプが入る変換ソケットなので、スポッと入るはずがありません。泥縄ですがとりあえず、布ガムテープで固定して実験してみました。

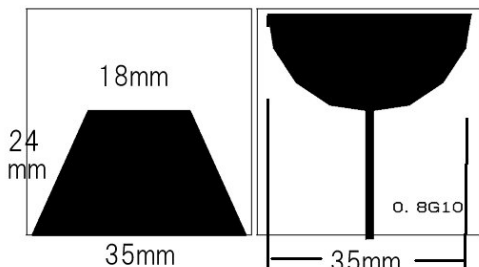
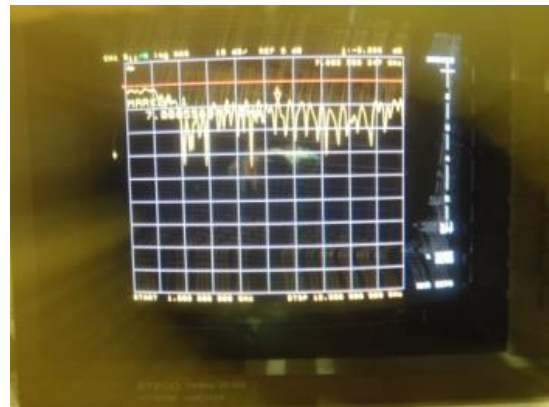
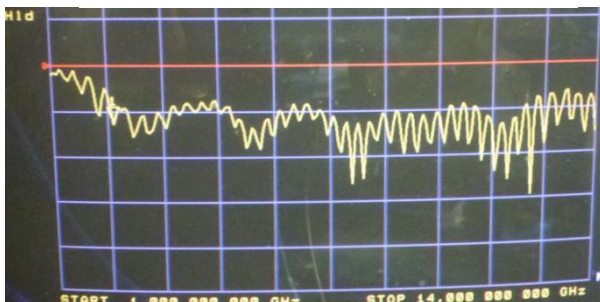
すると、①面白い事に 5G での反射特性が-30dB 近くまで改善されました。②気になる-10dB 輻射角は 5G80 度・10G60 度となりました。やや 10G は狭いですが、オフセットやカセグレンと組み合わせて使う事ができそうです。ただ、難点としてはやや大きくて、長さが 19cm もあります。移動にはもう一回り小型だと良いのですが。とりあえずガムテープで実験しましたが、そのままではいかにも貧弱ですので、銅板を接合部の上に巻いてネジで締め上げる様にしました。これで出来上がりです。

以上から分かる様に、シングルバンドでのデュアルモードホーンには、水道用の銅パイプと異径ソケットを使う事が出来ます。10G は 3/4 インチのパイプと 3/4 インチから 1・1/2 インチへの異径ソケット、5G は 1・1/2 インチのパイプと 2 インチとの異径ソケットを使えはピッタリです。1/2 インチを 24G で使う事もできそうですが、これはまだテストしていません。これがうまく行けば 5G/10G/24G トリプルも可能ですが、移動運用には長くて使いにくい物になりそうです。

センターフィード用の広帯域アンテナ

2011 年のマイクロウェーブ展では、各大学の研究室から UWB 用の小さなアンテナの研究が紹介されていました。UWB には 3G～10G 程度の帯域を VSWR2 以下でカバーし、しかも安い素材を使った無指向性アンテナが必要、との事でした。

その中で最初に目を引いたのは、半円台形不平衡アンテナとそれを半分に切った形のアンテナでした。こりゃあ、おもしろい…。アマチュア的にはパラボラの放射器に使ったらどうだろうか。そこで、ともかく金属板を切ったもので実験してみました。また、3G～10G ではアマチュア的には面白くないので、最低でも 2.4G から 10G、できたら 1.2G から 10G のアンテナをめざす事にしました。

立体型で実験してみたら、右の様な感じで 12G までそこそこ反射が-10dB 程度に落ちています。ただ、これだと上の部分がペナペナしてしまう感じです。又、上下の間隔が詰まっていないと特性が良くない様です。さらに、半分に切った物はやはり特性がやや劣る感じです。

実際に作って見ると、ペナペナでは安定せず、やはり基板を使ったアンテナにしないと再現性が悪くなってしまうようです。そこで、基板型のアンテナを作る事にしました。これは左図のパターンを表裏につけたアンテナとなります。

素材は、0.8mm ガラエポ基板を使いました。ネット通販で 0.8mm ガラエポも簡単に手に入るから便利な時代ですね。これでやってみたら、2.4G-10G までは反射が-10dB 以下となれました。これは使えそうだ。後はパラボラの放射器にするとして、広帯域の反射器をどうしたらよいか??　という事が問題です。

そこで、まずはセンターフィードのパラボラを押し入れから引っ張り出して、このアンテナを放射器の位置に付けてみました。自宅にて 5G/10G のビーコンを送信しているので、室内でその電波を拾って、2BAND 用にしたオチョコと比較してみたのです。5G はスペアナで信号が見えるので、室内

に三脚を立てて固定し、同じビームでの信号強度を比較。すると、ほぼ同じ程度です。しかし、さすがにこれではビームアンテナとは言い難いパターンになりそうです。何か広帯域で使える反射板を考えられないでしょうか。しばし、ここで冬眠しました。

冬の間は毎週、雪山に通っているもので、春先には空の EPI ガス缶が部屋にゴロゴロとしています。ふと、「この底はカセグレンで使える」という話を思い出しました。待てよ、真中が丸く出ているので、高い周波数では近い反射器、低い周波数では遠くて大きな反射器になるのではないか…。念入りに缶を空にしてから、金鋸で側面を切りました。最後に楽をしようとして、折り曲げたら少しゆがんでしまいましたが、一応、取り外しに成功。これに以前、作成したパイプを使った反射器取り付け具を付けて、反射器の完成としました。

しかし、室内実験ではよく比較がわからない…という事で、夜間に自宅から少し離れてビーコンの受信テストを行ってみました。

自宅から 200m 程離れた団地の芝生は、自宅から坂の下になるがアンテナが良く見える位置にあります。そこで、三脚でお皿を固定して、フィードを 2BAND 用オチョコと交換して比較実験を試みました。

5G では、トランスバーターの出力を 430M の BPF を通してから秋月の簡易電界強度計で測定。10G だとあまりメーターが振らないので、ATT と C601 でSが同じになる ATT の値を確認しました。

結果、5G では反射板付広帯域アンテナはオチョコと同じ程度の電界となりました。10G は反射板の位置がぐっとシビアでしたが、反射板をぐっとアンテナに接近させた所、2BAND 用オチョコと並ぶかそれ以上の電界となりました。この位置で 5G も落ち込みは感じられず、両方のバンドで使えそうです。

どこかで、このアンテナも比較をもう少しきちんとやってみたいと考えています。センターフィードで 2.4G～10G までを一つで使えたら、そこそこの価値はあるのではないでしょうか。少なくとももう少し小さくても 5G～10G では使う事が出来ます。

ただし、広帯域アンテナですから、スプリアスは抑えないと、大変な事になりそうです。

249GHz　TRの改良

2013.09.28

ＪＡ8ＣＭＹ　増田　幸雄

昨年は送信逓倍器と受信ＭＩＸを交換する送受切り替え方式で製作しました。この方式では送受信で逓倍器とＭＩＸユニットを交換する手間が少々面倒でした、　83ＧＨｚの受信ＬＯ信号増幅に高価な増幅器を使用する難点もありました、これらの課題を解決し、さらに性能を向上させた送受信機が完成したので紹介いたします。

1. 変更内容

（1）給電部の変更

・41.5ＧＨｚ増幅器を２台用意し、送信逓倍器と受信ＭＩＸ部を個別にドライブするように変更し、フイードホンの水平方向の位置を微動台で調整。

・83ＧＨｚ受信ＬＯは２逓倍器の効率を上げ、増幅器なしでＭＩＸを駆動。

・遇数、奇数倍共に変換損失の少ないバランス型ＭＩＸに変更。

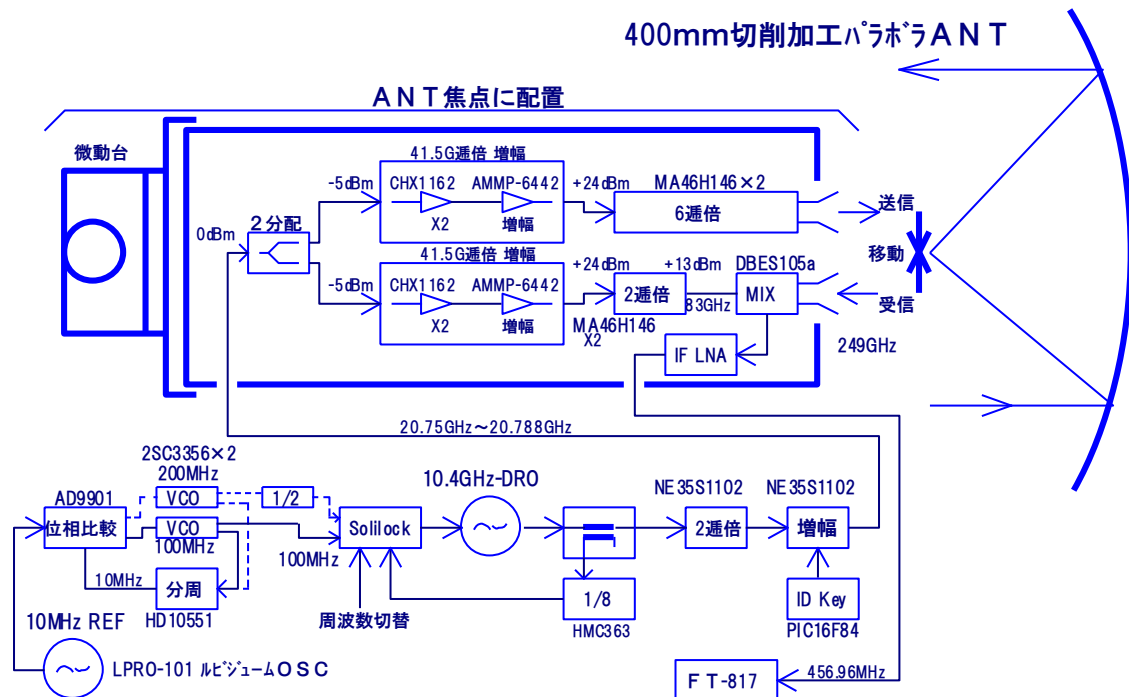
（2）発振器の変更

・100/200MHz の VCXO を、ルビジューム OSC でロックし　Solilock の基準信号とする。

・249ＧＨｚのＣ/Ｎを改善するため、源発振を 10.4ＧＨｚ帯ＤＲＯに変更。

（3）アンテナ給電部による電波遮蔽を低減

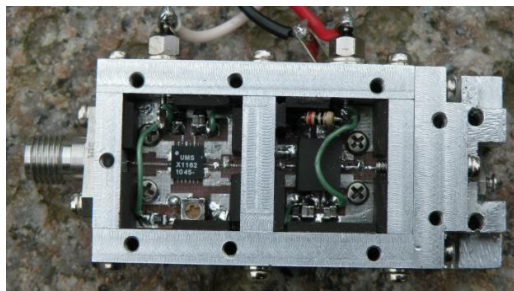
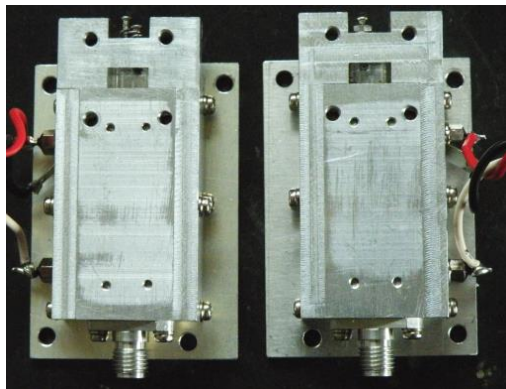
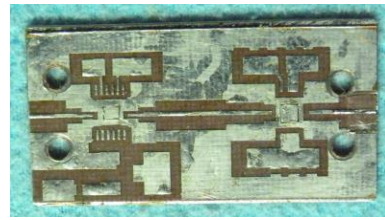
・パラボラ面を 80mmかさ上げし給電部による電波遮蔽域を低減。

2. 全体ブロック図

3. 各部の説明

（1）給電部

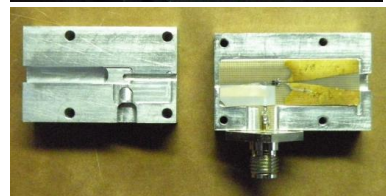
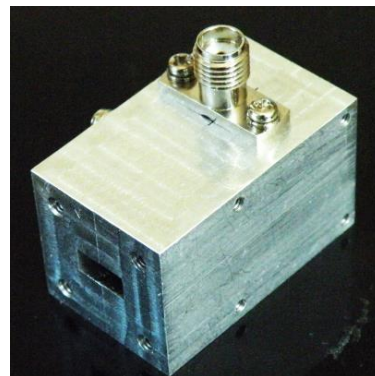
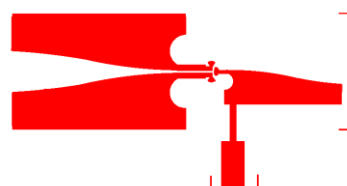
・41.5GHz 帯 2 逓倍増幅器

20.8GHz 入力を２逓倍して 41.5GHz で 300mWを出力する増幅器です。正確な出力を確認できていませんが、33GHz までのカップラを校正して測定した結果では飽和出力 600mW でした。　この後に接続する逓倍器の許容入力が 300mW 程度なので出力を下げて動作させています。 2 逓倍は UMS の CHX1162、増幅は Avago の AMMP-6442 です。この逓倍増幅器は利得が大きく 0.3mWの入力で 300mWの出力が得られました。　逓倍部と増幅部が同じケース収容であること、自作基板で GND 処理が難しい等の原因で発振に悩まされました。ケース内部に電波吸収体を貼り付け、さらに AMMP-6442 の DRV 段のﾄﾞﾚﾝ電圧を抵抗で下げて安定に動作するようになりました。AMMP-6442 は５Ｖで 1.1Ａ程度流れるため、裏面からの放熱対策として基板に銅板を埋め込み、伝導放熱させます。

［41.5GHz 2 逓倍増幅器］

［2 逓倍増幅器基板　0.127mm厚基板］

・83GHz　2逓倍器

受信 LO 用に MA46H146 2 個を使ったバランス型２逓倍器です。300mW 入力時、約 20mWの出力でした。41.5GHz の入力側は平衡回路、83GHz の出力側は不平衡回路のフインライン構造です。　出力側はダイオードﾞの自己バイアス回路が必要になるので、テフロンシートで DC 的に GND から浮かします。　各フインラインは整合を考慮して長めに製作しました。この構造は無調整で良い結果が得られます。入力電力を大きく取るためにダイオードﾞ２個をシリーズに接続した逓倍器も試作しましたが、

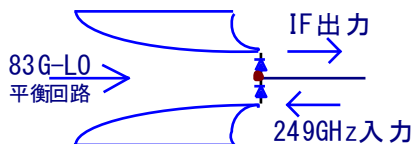
［83GHz　２逓倍器］

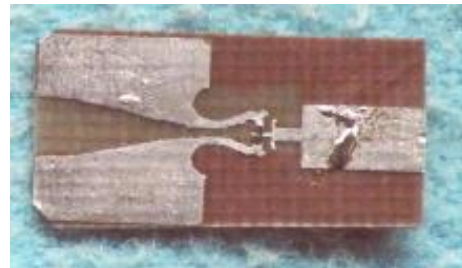
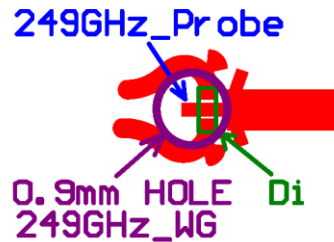
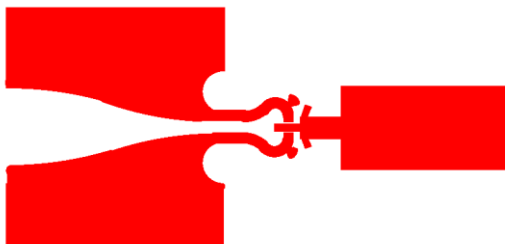
［83GHz　２逓倍基板ﾊﾟﾀｰﾝ］

逓倍効率が悪く、出力への 41.5GHz の漏れも大きい等､結果は良くありませんでした。

・**249GHz 受信MIX**

83GHz の LO 信号で動作する３倍高調波 MIX です。 LO 信号をフインラインによる平衡入力とし､シリーズ型ﾞダイオードﾞの中点を RF と IF の共通端子とするシングルバランス型 MIX です。　この MIX は偶数倍、奇数倍共に変換損失が小さい特徴があります。(末記の実験データ参照)

249GHz で動作させるには、RF 入力信号をダイオードの中点に入力するために工夫が必要です。

［バランス型ＭＩＸの信号ポート図］

これまで製作したものは、249GHz のＷＧ上を LO 入力信号ラインが横断し 249GHz RF 信号に影響を及ぼしている事が考えられました。　IF ポートと RF ポートが共通の場合、RF 信号の IF 側への漏れが大きくなります。　新しい基板は LO 入力ラインを 0.9mm の WG 上を迂回するような形状に変更し、ダイオード中点から WG の中心方向に幅 0.15mm、長さ 0.25mm のパターンを設け、このプローブ構造でＲＦ信号を取り込む構造としました。

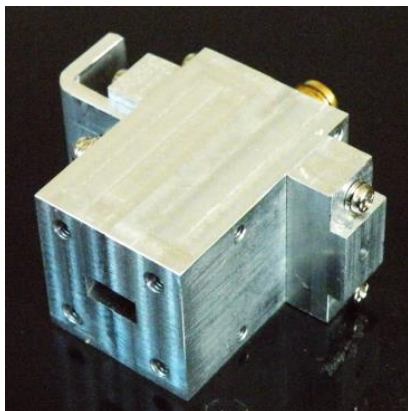
［受信ＭＩＸ基板ﾊﾟﾀｰﾝ（拡大図)］

ダイオードは UMS 社の DBES105a、　fc が 3THz と高いミリ波帯用途のものです。0.53mm×0.23mm と外形が小さく　基板パターンの制作、実装には少々熟練が必要になります。　ダイオードの中心が中点端子になるので、パターンの間隔は 0.15～0.18mm と狭く、位置ずれや、ハンダもしくは導電エポキシ剤のはみ出しによる短絡が起こりやすくなります。

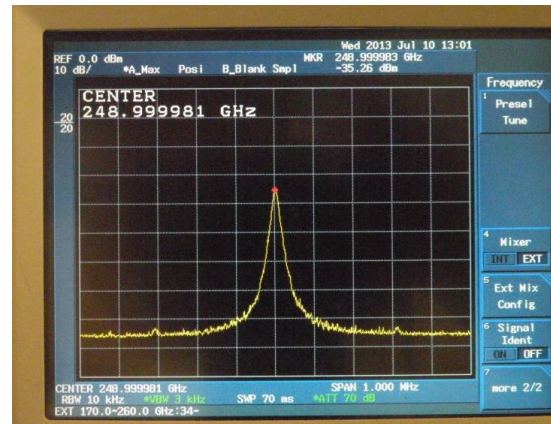
［受信ＭＩＸ］

新構造の MIX は以前と比較して変換損失が約５ｄＢほど改善しました。　フイードホンも MIX 本体に直接加工していましたが､放射角を最良に選定できるように､別に製作し交換可能な形状としました。

・送信６逓倍器

以前に紹介した MA46H146 を使ったバランス型の６逓倍器です。 以前に制作した逓倍器の出力に到達せず、１０台以上作り直しを行い、 結果としてバックショートの位置が効率に大きく影響することが判りました。バックショートには従来 2mm のビスを使って調整していたのですが、最良点はダイオードに極近接した位置にあり、ビス方式ではダイオード押し付けて壊してしまいます。 ビス方式から 2mmの真鍮棒に変更し慎重に調整後、エポキシ剤で固定する形としました。送信用逓倍器ではダイオードの実装位置が出力の0.9mmWG穴の上になるため放熱が悪く、ドライブ電力を限界まで上げた場合、熱により破壊しやすくなります。 このダイオードは 20Ｖ以上の逆耐圧があり、耐圧に問題はありませんが、300mW を入力した場合、整流電流が大きく流れます。 このためバイアス抵抗はあまり小さくならないように注意します。 ショート状態では 20mＡ以上流れて最大定格を超え、壊れてしまいます。調整段階では、過入力や調整用ビスでダイオードを 20 個以上壊してしまいました。ＭＩＸ用と比較して若干大きいので、実装は楽です。

[249GHz 送信 6 逓倍器]

ドライブ電力を大きくしたことで出力も少し大きくなりました。

［249GHz 出力 -35ｄＢｍの表示］

写真は受信用の MIX を、スペアナ外部 MIX に流用しての測定結果です。 あまりに良すぎる値ですので、スペアナの表示を疑い、外部 MIX 端子にＳＧからＩＦ周波数の 210.7MHz を入力して表示を確認しました。ＳＧの周波数を可変しピークを取ると約 10ｄＢほど高く表示されることが判明し、「やはり」と納得、補正すると-45dBm になり、249GHz の出力は推測値の 0dBm 程度ではないかと考えます。

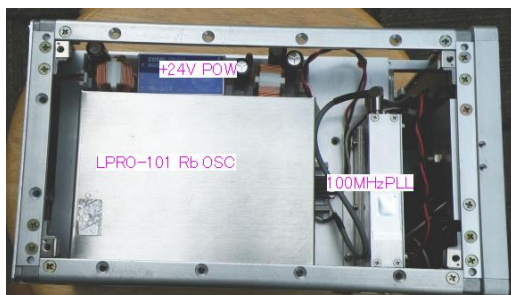
・アンテナ給電部の一体化

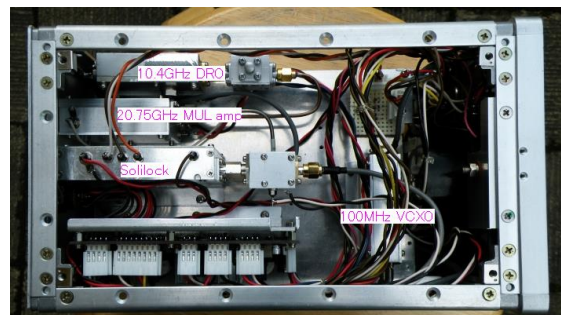
アンテナ給電部を一体化し微動台上に設置しました。 微動台により左右方向に 30mm、前後方向に 20mm 移動できます。 左右方向の移動は送受信での給電位置を合わせる他に、パラボラ面を固定したままで、指向方向を左右に微調整することにも利用できます。 これにより水平方向の微調整がかなり楽になります。 41.5GHz 増幅器は放熱が必要ですので、小型の放熱器に固定し、送受信の各逓倍器へは、アルミ型材を加工した導波管により接続します。 若干損失が大きくなりますが、通常の銅や真鍮製の導波管より軽量です。

［一体型給電部］

（2）基準OSCと 10.4GHz-DRO

これまでは内部に OCXO を実装し、外部からの 10MHz の基準信号により安定度を確保していました。 外部からの基準信号供給が面倒なので内部にルビジューム OSC、LPRO-101 を実装しました。 電源電圧が+24Ｖなので、12Ｖ⇒12Ｖの DC/DC を実装し、入力電源の 12Ｖに加算することで+24Ｖを作っています。DC/DC はノイズの発生源となり、OSC 等他のユニットに影響を与える恐れがあります。 入出力共にコモンモードチョークコイルで GND から浮かし、大容量の電界コンでノイズ対策を行いました。

［ルビジューム発振器］

DC/DC の出力に+12Ｖを加算すると立ち上がりで DC/DC の保護回路が働くので、出力に遅延回路を付けました。 勝間さん製作のＳolilock を使って 10.4GHz の DRO をロックするため、基準信号として 100MHz が必要になります。 今回は同じものを２台制作しましたので、手持ちの水晶の関係から１号機は 200MHz、２号機は 100MHz の VCXO を製作しました。100MHz の VCXO として市販の超低位相雑音特性と表記のものを使ってみましたが 249GHz ではＣ/Ｎが悪く使い物になりませんでした。 購入した 100MHz VCXO の水晶のみを再利用してＣ/Ｎの良い VCXO を作りました。 位相雑音の少ない VCXO 回路は、水晶への帰還電力を小さくし、発振強度を限界まで小さくするのが良いです。OSC の電源にもフイルタ回路を入れて電源ノイズを低減し供給します。 VCXO の出力を HD10551 で分周して 10MHz での位相比較としました。 位相比較器には高速の AD9901 を使用しています。ルビジューム OSC の LPRO-101 が中古品のためか、249GHz では受信トーンに揺らぎが生じたので、10MHz の PLL 時定数を長く設定し改善しました。 高調波を利用した 332GHz、415GHz、498GHz、581GHz の実験も行えるよう、受信 LO を Solilock で切り替えます。 受信には FT-817 を使い、 IF 周波数は、なるべく高く、スプリアス受信の少ない周波数が良く、Solilock の周波数設定で端数の無い 456.96MHz に設定しました。

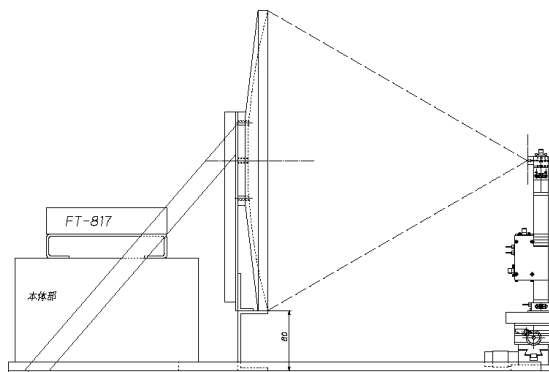
［10.4GHz-DRO, Slilock, 100MHzVCXO］

(3)方向調整補助機能

300GHz を超える周波数での実験では、受信信号が弱く方向調整が難しくなると予想されます。　この対策として、受信 MIX を利用した、双方向通信機能を設けました。

片側の局は 249GHz の周波数を受信し、相手局は受信の LO 周波数を 249GHz に設定して受信すると、互いの MIX からは、LO 信号の 3 逓倍波が送信されます。　この信号はお互いの受信ＭＩＸで IF 周波数の 456.96MHz に変換され、双方向通信が可能になります。受信 MIX からの逓倍出力は　-25ｄBm 程度とかなり小さい値ですが、数 Km は届くと考えられます。　お互いに同時に受信しながら方向調整を行うことができます。

(4)パラボラ面のかさ上げ

給電部による電波遮蔽が気になり、80mm×40mm×4mmのアルミ CH を使ってパラボラを底面より 80mm上げました。

［パラボラ配置図］

4. 全体の組み上げ

基本構造は昨年のものと同じですが、本体部分は全面的に作り直しました。　ケースにはジャンクのＰＯＷメーターケースを再利用、付属していた大型のアナログメーターも使い、結構良い感じに仕上がっています。

同じ構成の２号機も完成しましたので屋外実験で性能を確認しました。

581GHz は 300mまで、498GHz は 1Km、415GHz は 1.5Km、332GHz は 2Km まで、ＣＷであれば何とか通信が可能なレベルで受信できました。　対向の送信側は 300mの距離で方向を調整した後は、アンテナを固定していますので、送信側も微調整すればもう少しよくなるかもしれません。　受信の C/N を改善する目的で帯域幅 100Hz の水晶フィルタを実装しましたが、キャリアの揺らぎにより、415GHz 以上では了解度が悪くなりました。　アンテナのサイドローブは小さいのですが、想定より指向性がブロードなので、フイードホンの調整が必要かもしれません。332GHz 以上の周波数でもアンテナの指向特性に大きな乱れはないようでした。　微動台の目盛を読み取ることで、送受信の給電位置変更は正確にでき、水平方向の微調整にも大変効果的です。　2 台の送受信性能には差があるので、良い組み合わせで実験を行いました。　249GHz の世界記録 114km（QRSS Spctran 処理）を超えることを目標としましたが、日本では地形、気候条件により大気損失が大きい事が予想され、この距離を超えることは難しそうです。　かなり良い条件下で

も 50km 程度が限界と想定されます。300GHz を超える周波数の記録としては、322GHz が 7.3Km（QRSS Spctran 処理)、403GHz が 1.4Km 411GHz が 40mで、411GHz を超える周波数での記録は見当たりません。 したがって 581GHz の 300m 、498GHz の 1Km、415GHz の 1.5Kmは、世界記録を目指せる性能です。332GHz 以上ではキャリアの揺らぎが大きくなりますが、中心周波数の安定度は良く、581GHz でも設定どおりの周波数で受信できました。 近距離の方向調整用に同時送受信機能を設けていますが、近距離では 249GHz の信号が強力で少々方向が違っていても強く受信できるので必要としませんでした。

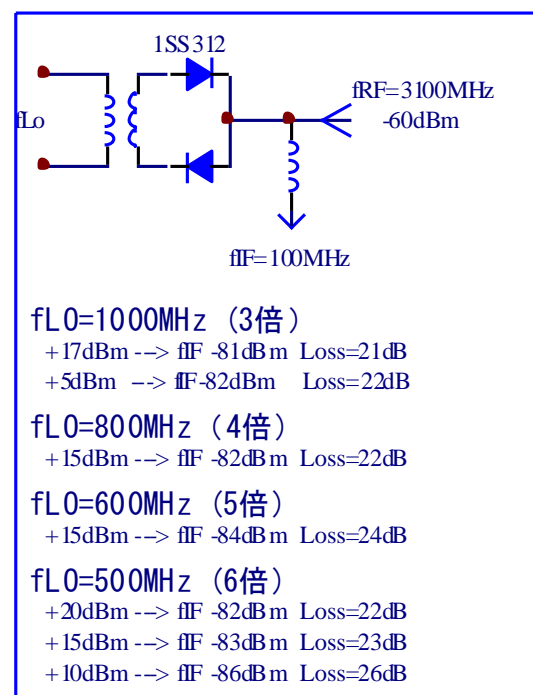
終わり

［距離 1Km 415GHz 受信］

［距離 100m、 581ＧＨｚがＳ8 で受信］

［参考資料］

高調波ＭＩＸの実験データ(3GHz 帯)

偶数、奇数倍共に変換損失が少ない

１３５Ｇ逓倍式トランスバーターとデジタルテレビの実験

2013年11月
ＪＡ３ＣＶＦ　森本清

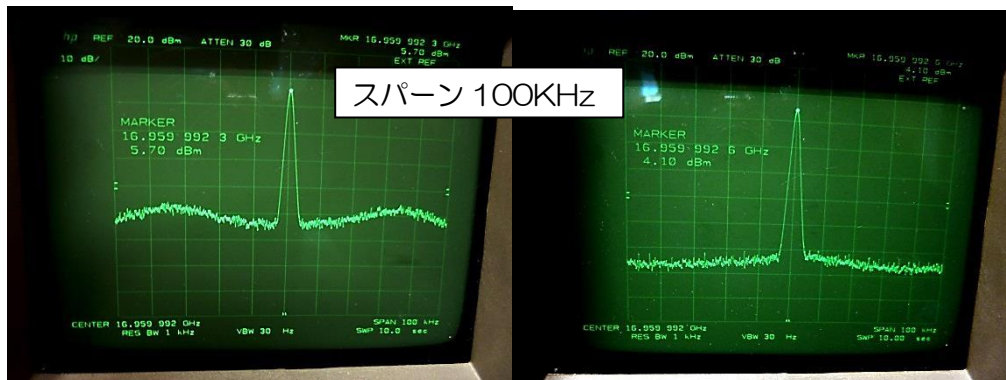
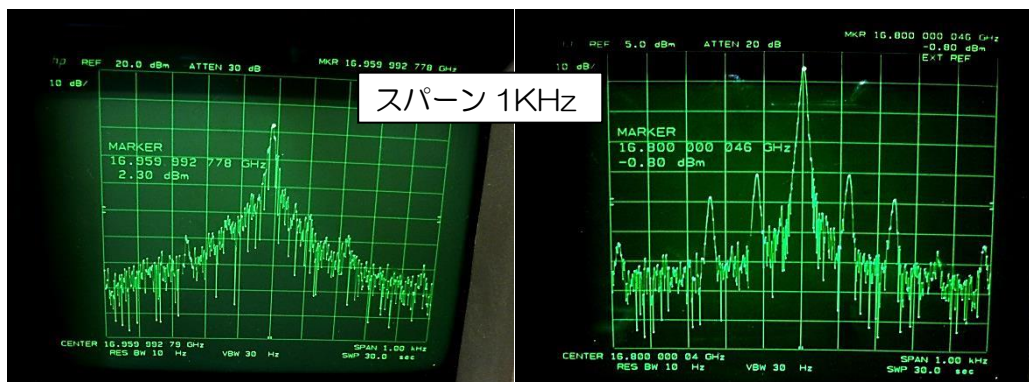
今年の九州マイクロウエーブミーティングで４７Ｇ帯２逓倍式のデジタルテレビでも綺麗に映る事を知りびっくりしました。
家に帰って４７Ｇ４逓倍、７７Ｇ８逓倍で実験、いずれも問題なく映りました。
４７Ｇ、７７Ｇ共アンプが有るのでＭＩＸ方式でも対応可能ですが、逓倍式の方がアンプへのドライブに余裕が出ます。
１３５Ｇではアンプがないので出力の多い逓倍式が更に有利になります。
Ｓｏｌｉｌｏｃｋを使った２バンド（１３５０８０Ｍ、１３５６８０Ｍ）の逓倍式送信機を作っていたので、これを改造して逓倍式のトランスバーターにしました。
フィルターの関係で１３５６８０Ｍのみの対応ですが、８逓倍でデジタルテレビの送信も可能になりました。
まだ、一人遊びで約２００Ｍの実験ですが、問題なく受像出来ました。

使用した逓倍式セットの概要

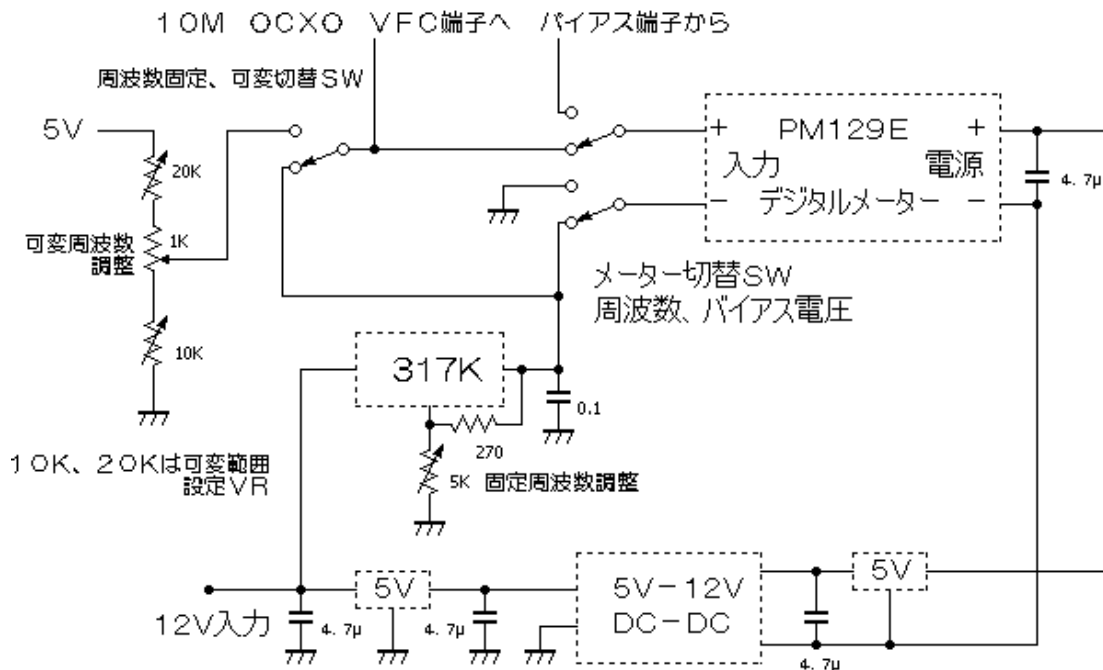
（1）局発

Ｓｏｌｉｌｏｃｋ－１０Ｇ　ＢＡＮＤ－０を使って１３５０８０Ｍ
１３５６８０Ｍの送受信用の４信号を作っています。
リファレンスは１００Ｍを使っていますが、最初入手した１００ＭのＯＣＸＯの安定度が悪く１０Ｍ　ＯＣＸＯのＰＬＬで安定化しています。
その後入手した１００Ｍ　ＯＣＸＯは±３０ｐｐｂと一般の１０Ｍ
ＯＣＸＯと変わらない位の安定度ですが、高安定度のＯＣＸＯに比べるとまだ一桁程悪い。
このリファレンスの周波数やＣ／Ｎが局発のＣ／Ｎに影響します。
ジャンクの１００Ｍ発信器ではジッターが多く使えなかった。
今のＯＣＸＯはＤｉｇｉ－ｋｅｙより入手した Aocjy-100.000M-F
タイプで、更に１０Ｍダブルオーブンのチ ＯＣＸＯで安定化しています。
尚、２波のスポット送信ですが、切り替えで１０Ｍ　ＯＣＸＯの周波数を微調整して±４０ＫＨｚ程度可変出来る様にしています。
大凡のシフト周波数をデジタルメーターに表示します。
ＦＭ変調はこのリファレンスを位相変調しています。

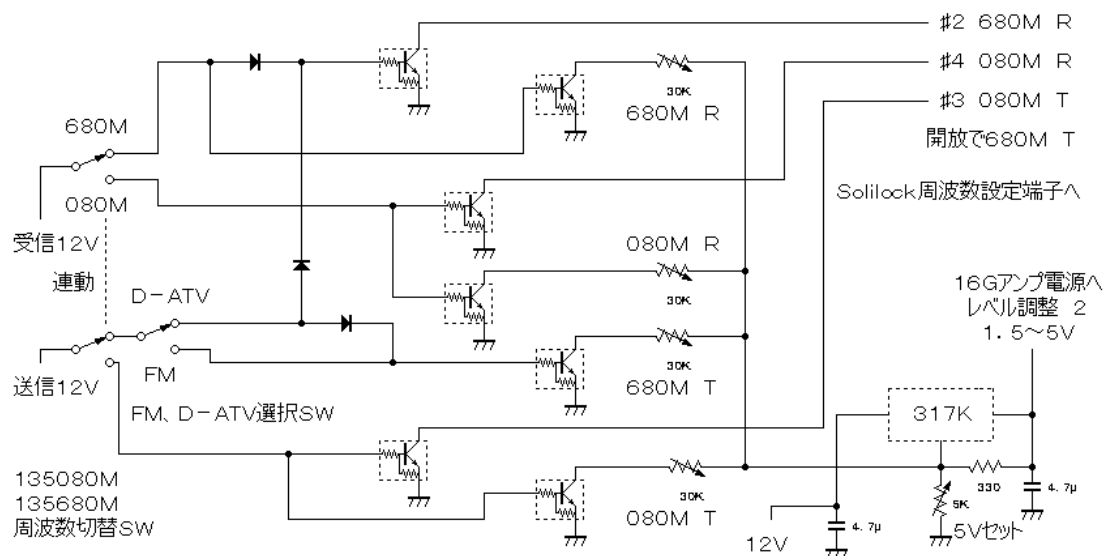
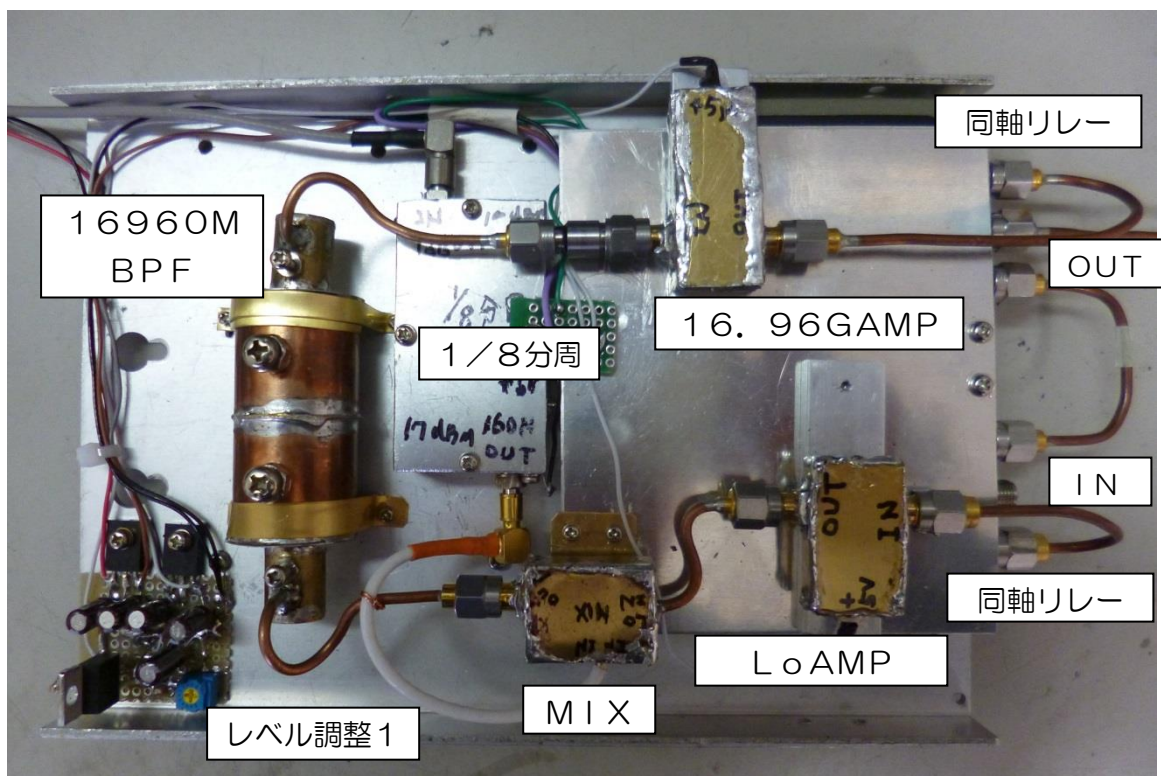
リファレンスの違いによるＣ／Ｎの変化

リファレンス１０Ｍ　　　　　リファレンス１００Ｍ

ジャンク１００Ｍ　　　　　Ａｏｊｙ１００Ｍ－Ｆ

Aojy-100M の 120Hz 信号は電源周波数の２倍の様ですが１０Ｍでも

有りスペアナなのか原因がよく判りません。

周波数微調と周波数表示回路

可変範囲設定ＶＲとメーター感度調整で±１０．０表示が１３５Ｇ帯で約
固定周波数±１０ＫＨｚの変化に成る様に調整しています。
周波数固定にするとメーターの両端に同じ電圧が掛るので００．０表示になります。小数点以下±１の表示誤差は有るようです。
序に切り替えでバイアス電圧も参考に表示出来る様にしました。

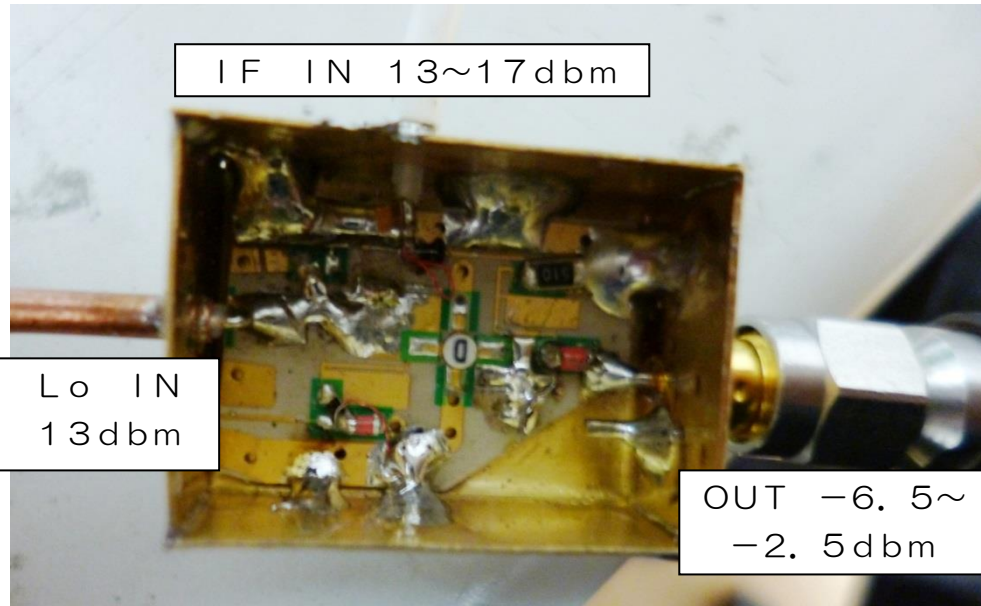
周波数設定回路

Ｓｏｌｏｌｏｃｋの周波数設定は３ビットの組み合わせですが、ＣＨ０，１，２，４を使うと制御は簡単です。
各周波数の受信、送信とＤＡＴＶ（トランスバーター）を選んだ時１３５６８０Ｍでは、送信時も受信周波数に成る様にダイオードマトリクスで制御しています。
Ｓｏｌｉｌｏｃｋの出力及び１６Ｇ帯ＢＰＦ、逓倍器等の特性から各周波数で受信、送信とも最適ドライブ電力に成る様にレベル設定出来る様にしています。
３１７Ｋを使って各々調整ＶＲが電圧設定ＶＲに並列に入って個別に調整出来ます。

（2）ＤＡＴＶ対応（トランスバーター動作）用に追加した所

Ｌｏ信号は同軸リレー２個で切り替えます。
通常は追加回路をスルーし、ＤＡＴＶ時はＬｏＡＭＰを通りＩＦの１２８０Ｍを１／８分周した１６０ＭとＭＩＸ、１６９６０Ｍ　ＢＰＦを通り１６．９６ＧＡＭＰでスルー信号レベルに合わせ出力、以降８逓倍で１３５６８０Ｍと成ります。

ＬｏAMPと１６．９６GAMP

昨年のレポートに紹介の有った広帯域アンプですが、電源電圧を可変するとレベルが変わり、小さくて便利です。

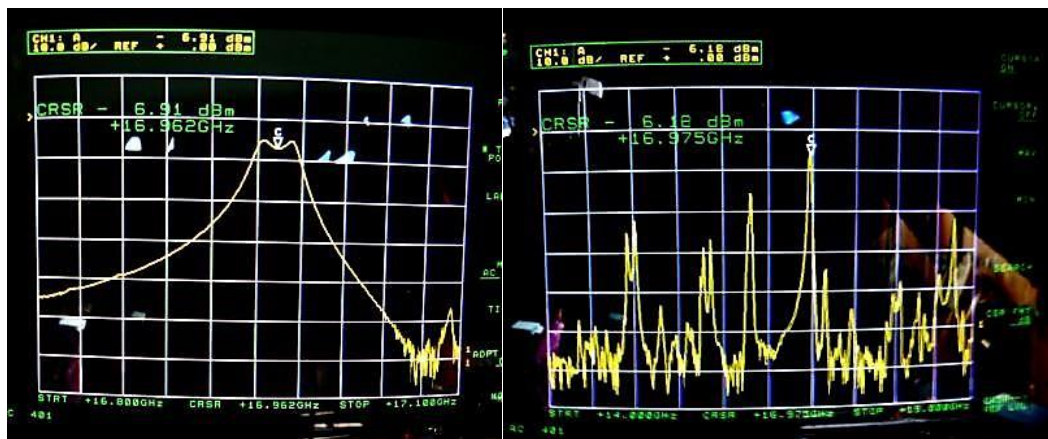
ＭＩＸ

ＣＳコンバーターユニットのジャンクのＦＥＴ部分の一部を切り取りＭＩＸにしました。

入出力ラインをトリミングして、Ｌｏ信号が少なくＬｏ＋ＩＦ信号が多く成る様にしました。
ゲートにＬｏ、ドレインにＩＦ信号を加えています。
ドレインの電源ラインは５１Ωでアースに落としています。
ゲートは元々付いていた抵抗でのセルフバイアスで片側はアースです。

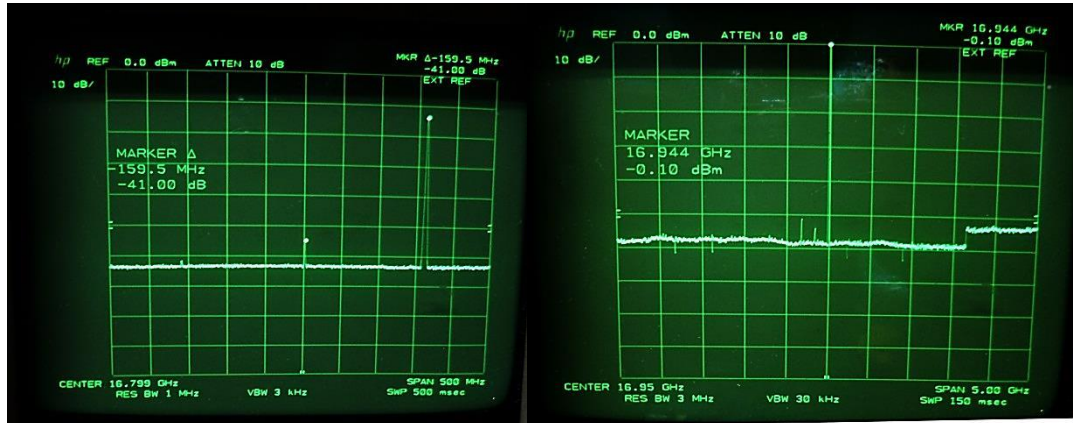
変換効率は－１９．５ｄｂと良くないがユニットの一部流用で作れて便利です。
トリミングでＬｏレベルも結構押さえられます。
後のＢＰＦのロスを含め５ｄｂのＡＴＴを入れても１６．９６GAMPのゲインで十分スルーレベルと合せられました。

１６９６０Ｍ　ＢＰＦ

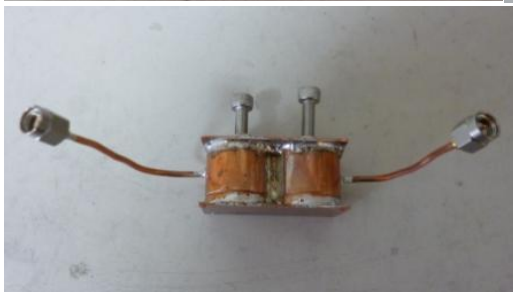
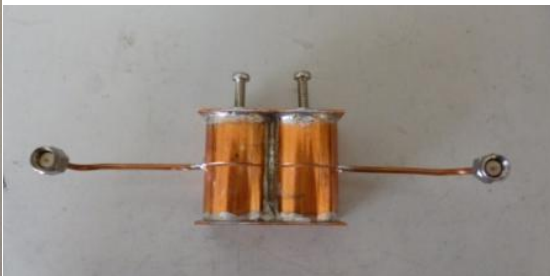
空洞共振フィルターは昨年のレポートに記載されていた逸見さんの１９Ｇ帯の物を参考にホームセンターで売っている水道配管用継ぎ手パイプ３／４インチ用を使いました。
色々試行錯誤して何とか使える物が出来ました。

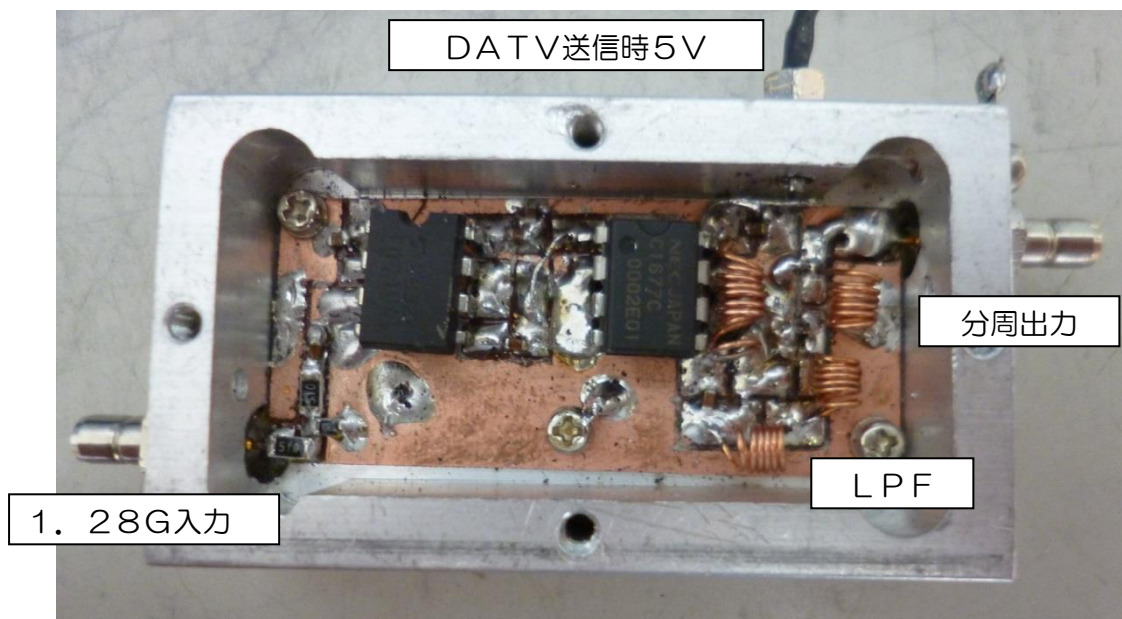
パイプは内径２２．４mm位で２４．５mmに切って二つ並べました。
仕切り板は０．３mmで真ん中の穴は４mm、両端は４．５mmの穴をあけています。
調整用ネジは４×１５mmで真ん中に取り付けています。
もう少し小さな穴の方が特性は良くなるかも知れませんが、何とか使えそうなのでそのまま使っています。
トラジューは内径１１mmのパイプ１５mmで端から５mmの所に先端５mm位出したコネクタ付ケーブルを直接半田付け、更に５mm離れた所に２．６mmネジを付けました。

４mmネジを調整すると少し入った所ともう少し入った所に１６９６０Ｍ

に共振する所が有り、二つ目の方が特性は良かった。
ネジを入れると周波数下がるので共振モードは不明です。
メインの他に共振点が有りますが影響の有る所には無い様です。

フィルター通過後の信号

Ｌｏ信号は－４１ｄｂｃ、５Gスパーンでも不要な物はない様です。

失敗作の色々

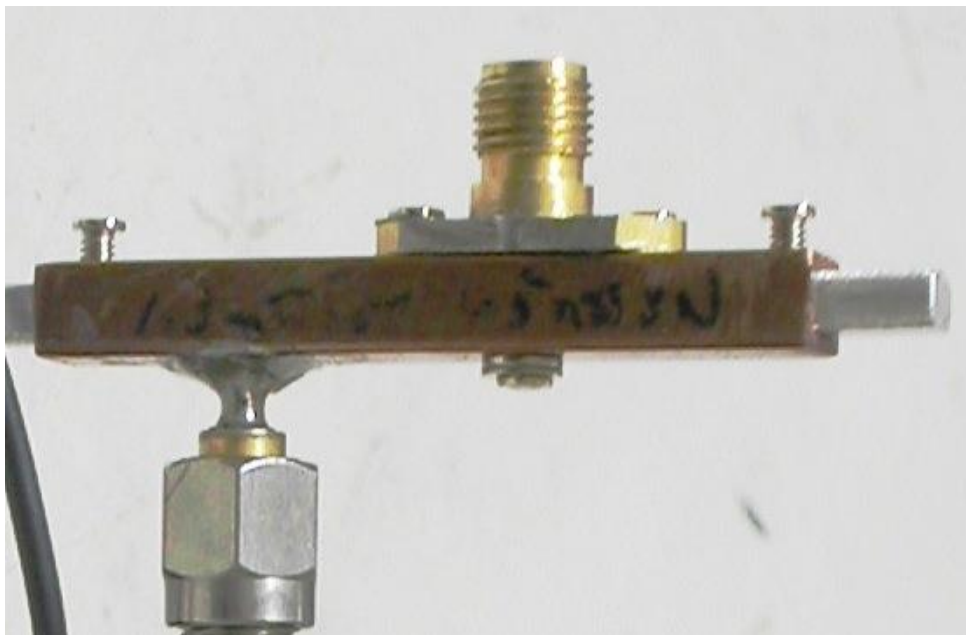
トラジュー省略
良い考えと思いましたが・・・

何れも目的の周波数に成らなかったり、成っても特性が良くなかった。

１／８分周＆アンプ

ＴＤ７１０４Ｐで分周、μＰＣ１６７７ＣでアンプしＬＰＦを通った後１７ｄｂｍの出力が得られました。
ＬＰＦは０．４ｍｍ　３Ｄ　６Ｔコイル３個、コンデンサーは２２Ｐ、３９Ｐ、３９Ｐ、２２Ｐチップコンの７素子です。

スプリアスは－５０ｄｂｃ以下です。

（３）１６G帯アンプ、２逓倍器、３３G帯アンプ、ＭＩＸ＆４逓倍器

この部分は一体のブロックとして纏めてオフセットアンテナに取り付け
最短で放射出来る様にしています。保護カバーを付けました。
長穴のＬ金具、Ｔ字金具を組み合わせてブロック全体を前後、上下に
調整出来る様にして、放射器の位置を合わせました。
１６G帯のアンプはＦＥＴ二段のもので、電源電圧を可変してレベルを
調整しています。

２逓倍器

コネクタの先に１ＳＳ１０５を付け全長４０mmの導波管に取り付けました。右端から１５mmにダイオード、１５mm離れての３３G取り出しは普通のＳＭＡＰを使ってケーブル長４mm、先端２mmです。
ダイオードの下側のネジでダイオード電流が変わり、両端のバックシートと合わせて、出力最大点に合わせました。
入力５０mWで１．５mWが得られました。

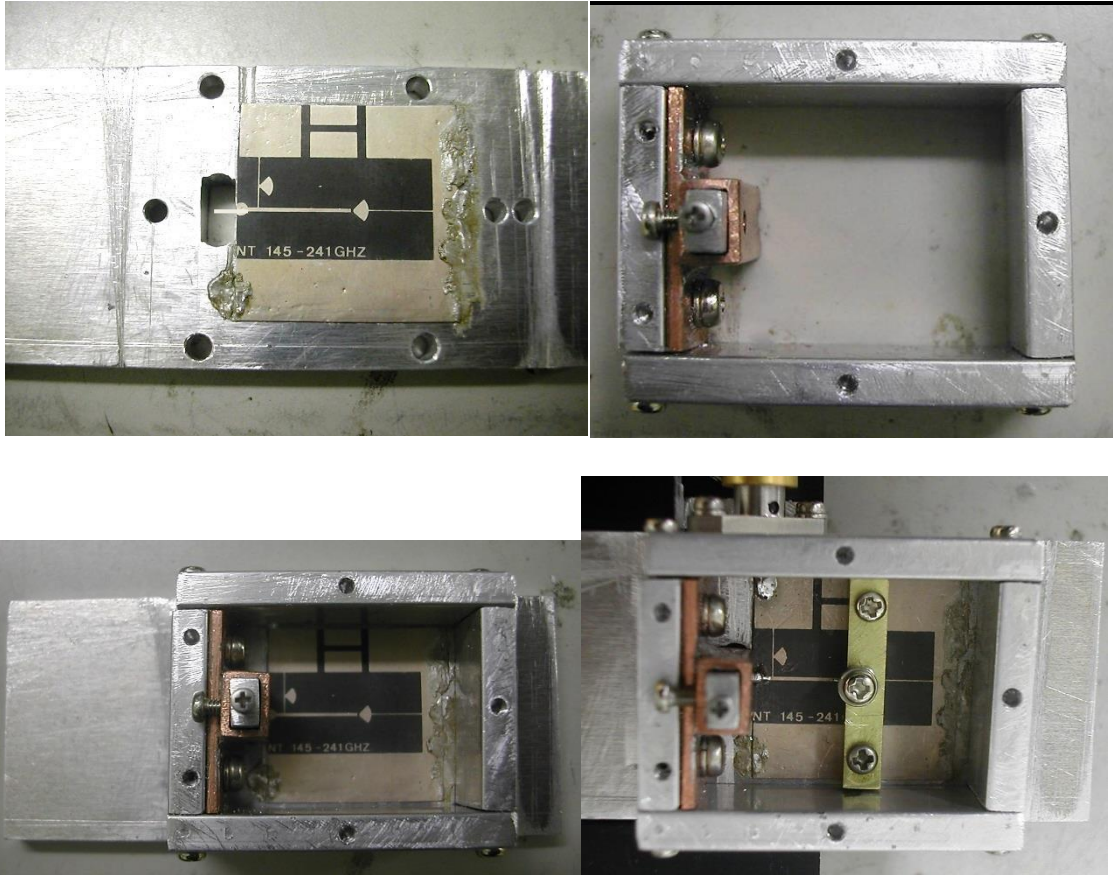
３３G帯アンプ

１３５Gのセットを作る時のネックがこのアンプです。
今回はジャンクの３８G帯ユニットですが、ＪＡ８ＣＭＹ増田さんが４１G帯の高出力アンプを作られたとの報告も有り入手し易く成るかも知れません。

このアンプの仕様が良く判らず電源５Ｖで働かせていますが、１Ａ以上流れます。電圧を上げると減るのですが、怖いので５Ｖにしてファンで冷却しています。
ゲインが高く２逓倍器を直接接続すると発振したので、６ｄｂのＡＴＴを入れました。
それでも１００mW以上出ました。
７７Gに使う３８G帯逓倍アンプは３３．８Gでは使えません。

ＭＩＸ＆４逓倍器

ＭＩＸ方式のセットは故重盛さんから譲って貰った物ですが、今回は市販のアルミ材で何とか自作する事にしました。
基板はクーネの物です。
ユニット全体のくり抜き等の加工が出来ないので、５mm厚３０mm×７０mmのアルミ材をドリルとヤスリで３３Gドライブ用の角穴を

あけ、下からドライブ、基板の上側にはショート板取り付用の導波管を写真の様に加工しました。

最初ダイオードは出力を重視してシングルダイオードを使いましたが、受信感度がＭＩＸ方式のアンチパラレルより遥かに悪く空Ｓが多い。
２４９Ｇでは良かったシングルダイオード２個使いのシングルバランスＭＩＸも出力は出るのですが、受信感度は今一つ悪い。
受信感度を重視したいので、ダイオードはアンチパラレルとして、７７Ｇで実績の有る送信時ダイオードにバイアスを掛けて片側を半死に状態で逓倍する事にしました。
出力はシングルダイオードより３ｄｂ程少ないが、ＭＩＸ方式より８ｄｂ近く多く出ました。
ギリギリまでドライブを増やすともう少し出るのですが、欲張ってダイオードを飛ばしたので控えています。
バイアスも７７Ｇでは２０ｍＡ位流していたのですが、今回は余り流すと出力が減りました。
ダイオードのバラツキか良く判りません。
ダイオードはＨＳＣＨ－９２５１です。

導波管ハイパスフイルター

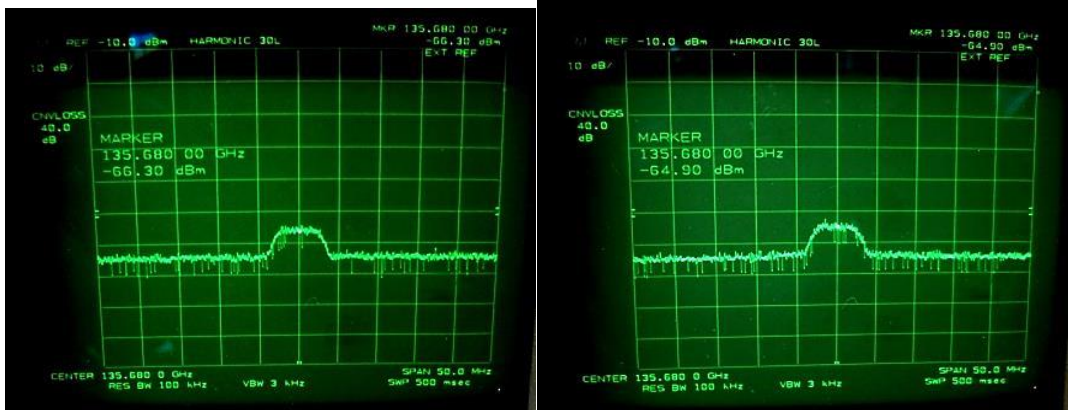
逓倍式にした場合出力の取り出し穴２mmでは３倍波の１０１．７６Gが強く出ました。
出力が少なく５０μW以下なのですが、目的の４倍波より強く出るのは不味いので内径１mm、外形２mmのパイプを１．４mmのドリルで内径を少し広げました。１mmでは１３５Gは通りません。
真中を真っすぐあけるのは難しい。
１５mmは欲しいのですが、１０mm位になりました。
２mmの穴に差し込み、その上に内径２mm外形３mm、内径３mm、外形４mmパイプを被せて放射器としました。
１０mm位でも効果が有って問題無いレベルまで落ちました。

（４）ＤＡＴＶの送信

室内実験結果

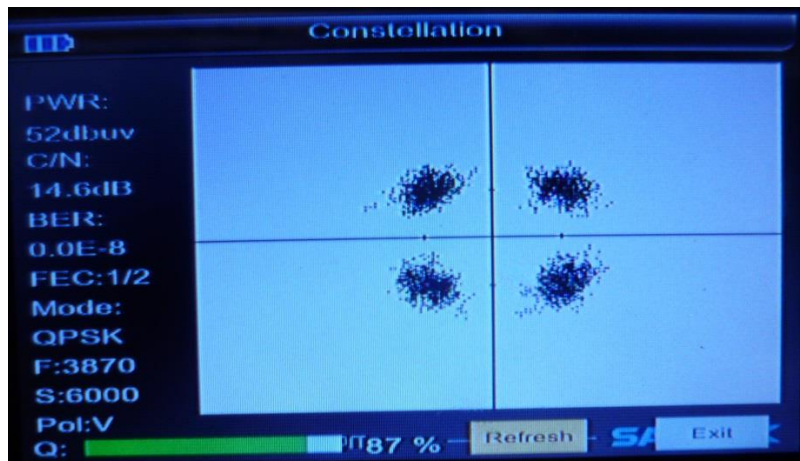
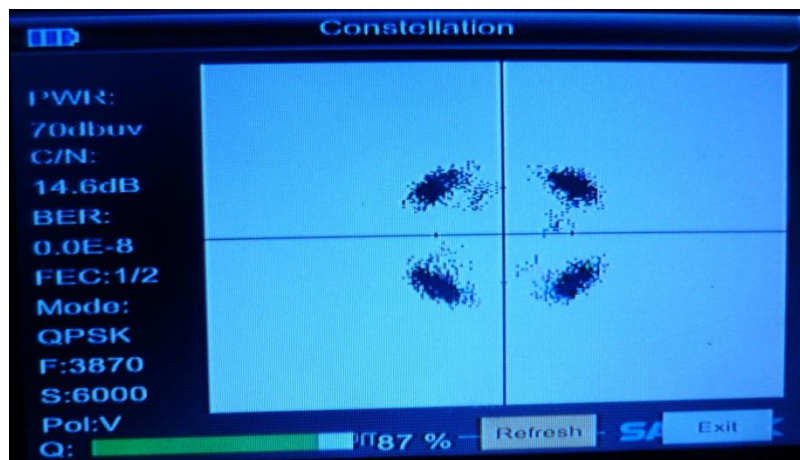
ＭＩＸ方式で送信、逓倍式セットで受信

逓倍式で送信、ＭＩＸ方式セットで受信

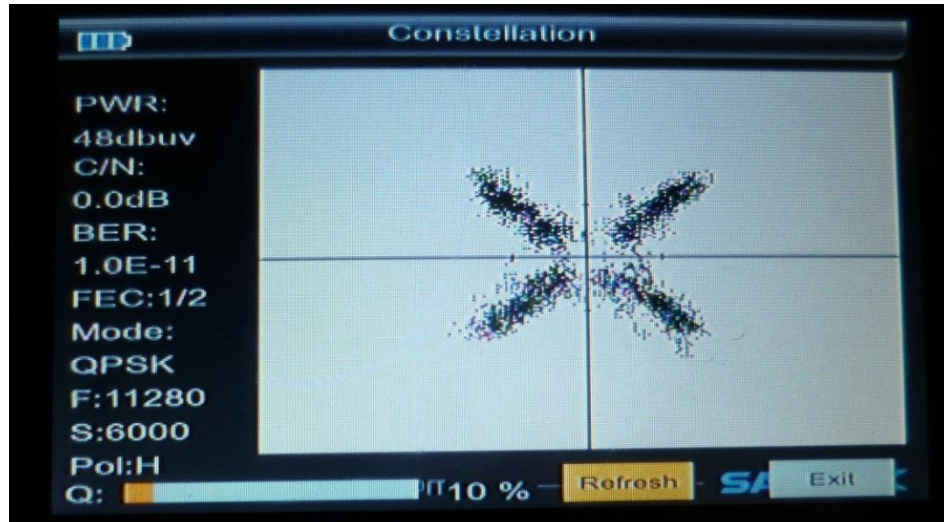
ＭＩＸ方式の出力波形と逓倍方式の出力波形

ＭＩＸ方式　　　　　　　　　　　　　逓倍方式

レベルが低いのでこの波形から違いは良く判りません。

Ｃｏｎｓｔｅｌｌａｔｉｏｎ比較

ＭＩＸ方式

８逓倍方式

静止画像では差は判りませんがＣｏｎｓｔｅｌｌａｔｉｏｎ比較では差は有りますが局発の違いも有るので色々なデータでの比較が必要かも知れません

４７Ｇの４逓倍式ではこれ程の差は有りません。

原因は？

ＭＩＸ方式で送信時での出来事。信号は強いが復調しない時の波形です。
アンテナの方向を変えると不安定に時々症状が出ました。
変換されたＩＦとＩＦの飛び込みとの干渉が原因の様です。
受信が逓倍式セットでＭＩＸ部分のシールドが悪く飛び込みが多かった。
ＭＩＸ部分のアルミチャンネル表面の導通が悪く枠のチャンネル表面を磨くと症状が出なくなった様です。近場でのテストには注意が必要です。

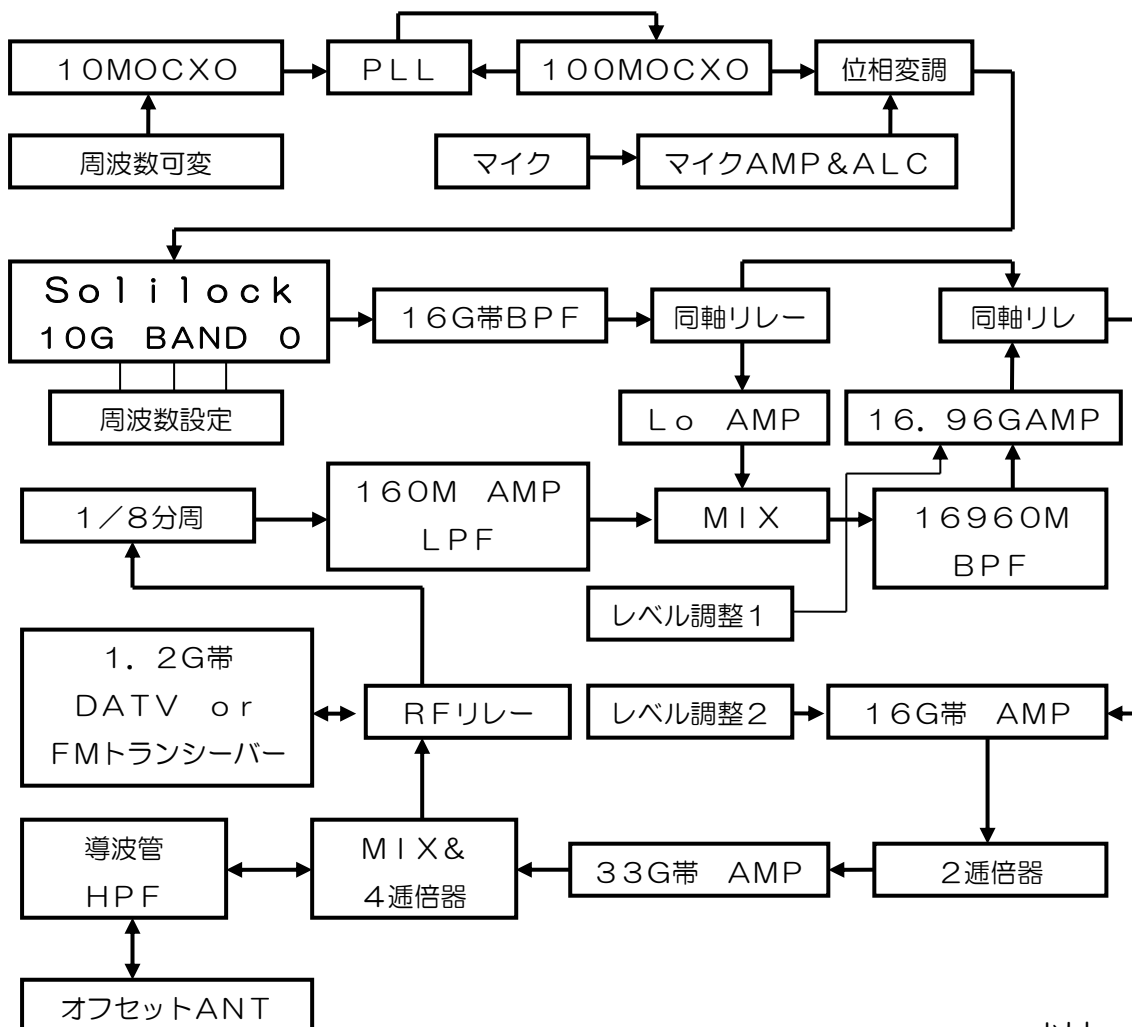
家の近くの道路で実験　　**距離約２００Ｍ強**　（車の距離計）

送信側　　受信側

受信画像　　　　　　　　　　　クオリティー画像

送信側の方向合わせはスコープのみで、受信側は最良点に調整しました。
外でのテレビ画面の撮影に工夫が必要です。

ブロックダイアグラム

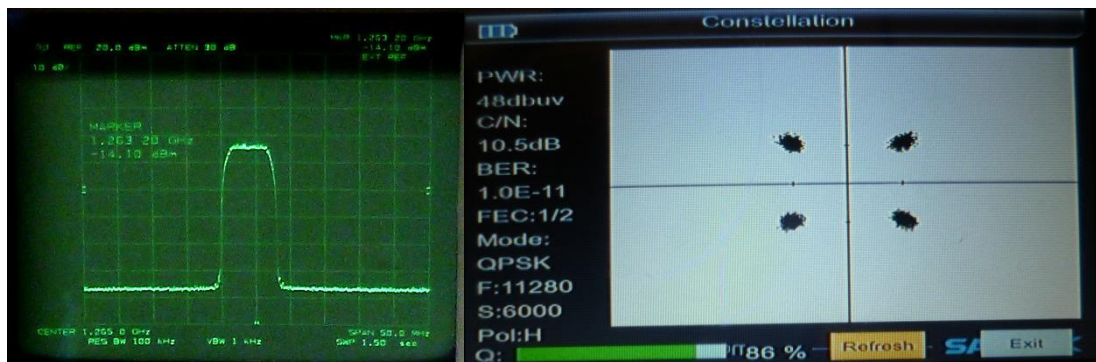
１０MOCXO
PLL
１００MOCXO
位相変調
周波数可変
マイク
マイクAMP＆ALC
Ｓｏｌｉｌｏｃｋ
１０Ｇ　ＢＡＮＤ　０
１６G帯BPF
同軸リレー
同軸リレ
周波数設定
Ｌｏ　AMP
１６．９６GAMP
１／８分周
１６０M　AMP
LPF
MIX
１６９６０M
BPF
レベル調整１
１．２G帯
DATV　ｏｒ
FMトランシーバー
RFリレー
レベル調整２
１６G帯　AMP
導波管
HPF
MIX＆
４逓倍器
３３G帯　AMP
２逓倍器
オフセットANT

以上

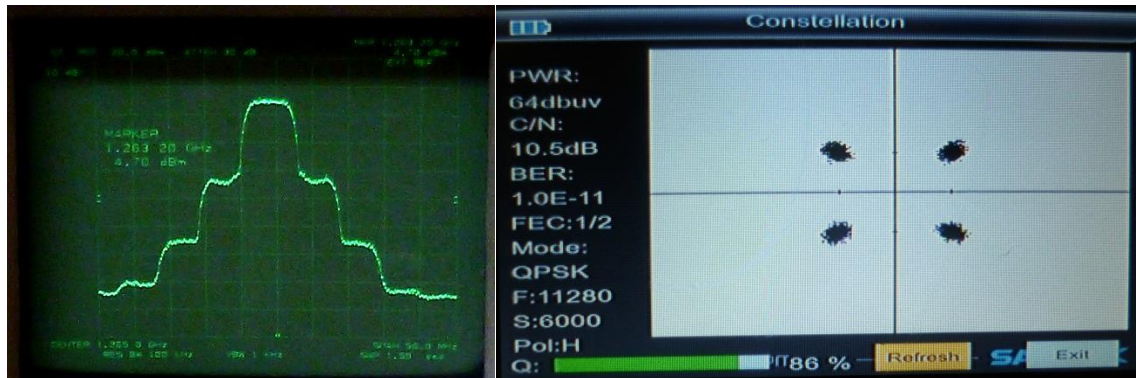
局発C／NのDATV信号への影響

２０１３年１１月
ＪＡ３ＣＶＦ　森本　清

ＤＡＴＶを始めた頃はアンプの特性に気を付けていました。
特性が悪いとスペアナで見た時の波形は確かに帯域が広がり汚くなりますが、画像では差は感じられませんでした。
その後、４７Ｇでテストしていると近くで泣き合わせしても、双方に相性が有る様に受像出来たり出来なかったりと原因がよく判りませんでした。
アンプを使わないＭＩＸだけのセットでも同様な結果でアンプ以外の要因と感じていました。
色々実験している内に、局発のＣ／Ｎが大きく関係している事が判って来ました。当時の波形を詳しく記録出来ていないので差は良くわかりませんが、最近スペアナの波形以外にコンステレーション（Constellation）画像を見る事が出来る様に成ったので、再現出来る範囲で試してみました。

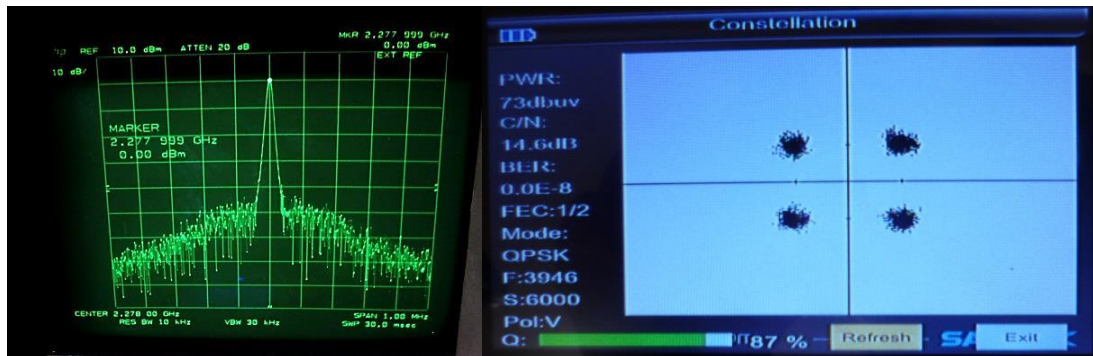
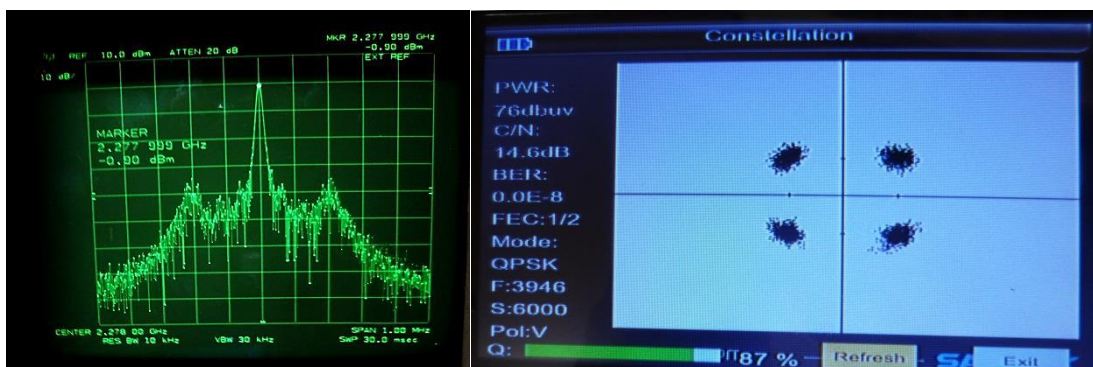
１　１．２Ｇ送信信号スペアナ波形と
コンステレーション（ＷＳ－６９３２－ＨＤで測定）

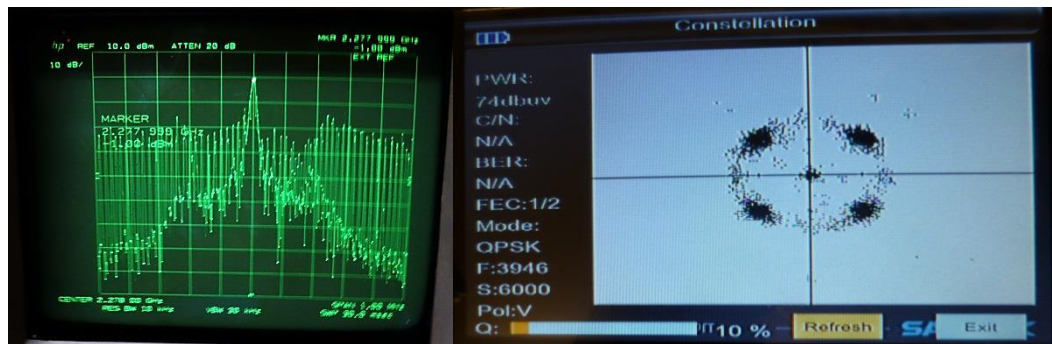
レベル１

レベル５

レベル１５

レベル１とレベル１５では少し広がりを見せていますがこの程度でした。
トランスバーターへのドライブはレベル５で行っています。

２　５G信号をドレークコンバーターOSCで受信

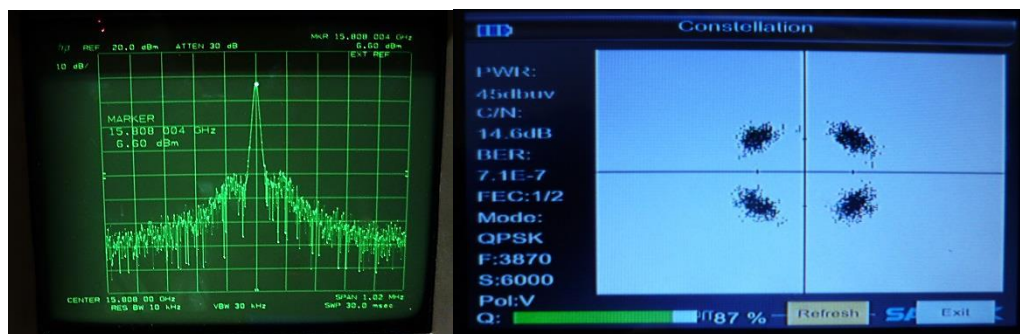
ＯＳＣの電源電圧を変えるとC／Nが変わるので悪化させて見ました。

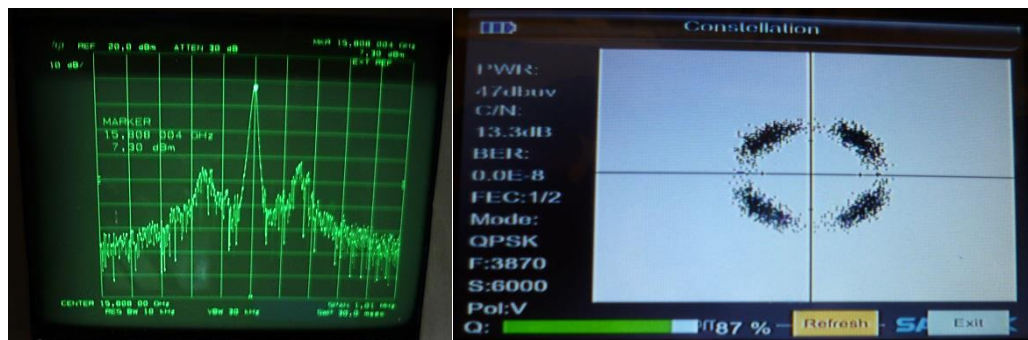
正常受像

受像限界時

スペアナ波形のスパーンは１Mで２００K付近が盛り上がっています。
ＤＡＴＶ信号への影響は１００K～２００K付近の波形に注意が必要です。
コンステレーションは楕円方向に広がっています。

信号は強いが受像せず。

コンステレーションは更に楕円に広がり繋がり掛っています。

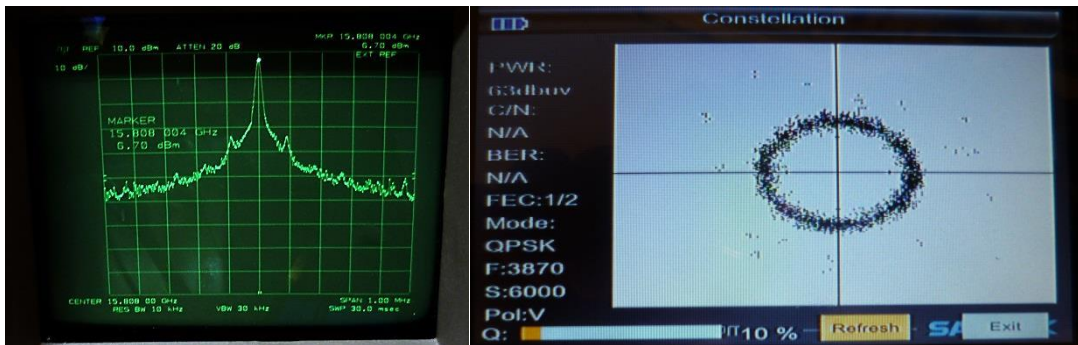
３　７７G信号をＴｅｓｔ　ｓｅｔで受像

Ｔｅｓｔ　ｓｅｔの局発リファレンス周波数やＳｏｌｉｌｏｃｋのフィルター特性を変えてＣ／Ｎを悪化させて見ました。

正常受像

受像限界　１

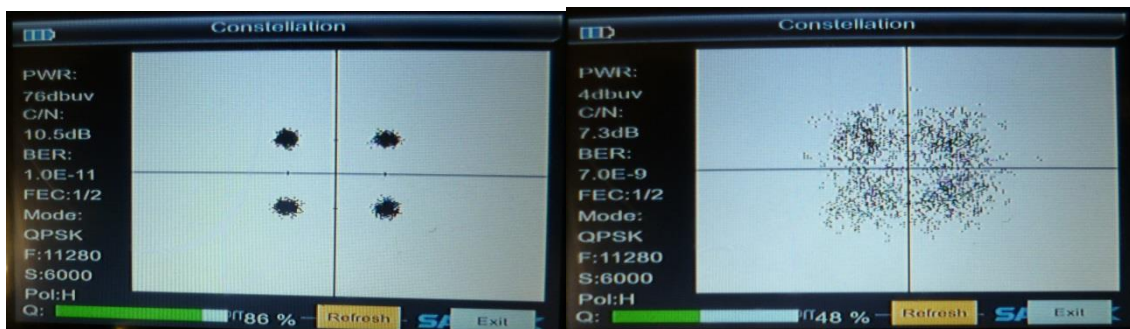
送信機はＭＩＸ方式です。
静止画ではブロックノイズが所々出ています。
動画では映ったり映らなかったりしました。

局発の周波数は１５８０８M、５倍波で変換しています。
１５０K付近が盛り上がっています。
正常時は３８ｄｂｃ位ですが、限界時は３０ｄｂｃ位です。

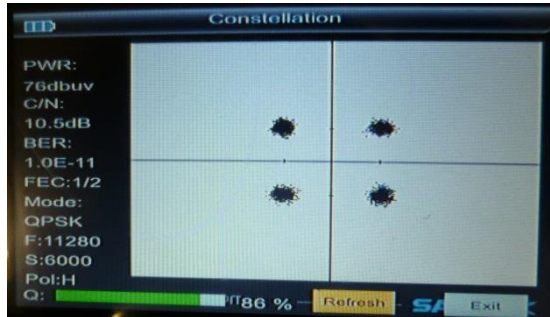
受像限界　２

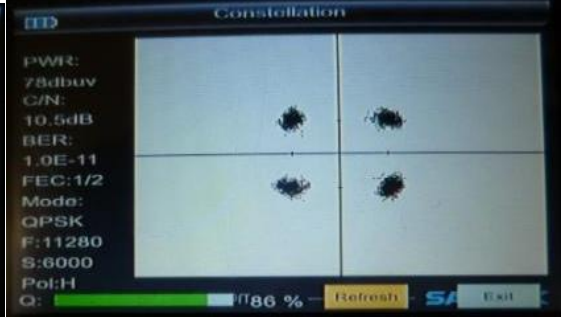
更に悪化させてたまに映った時の画像です。
ＷＳ－６９３２では画像は出ません。

リファレンスを１０Mにしてキャリア近傍を更に悪くしました。
２８ｄｂｃ位では完全に楕円になってロックしません。

送信側の局発を簡単に変えられなかったので受信側の局発を変えて見ました。
事例が少ないのでこれから色々データを集める必要が有ります。

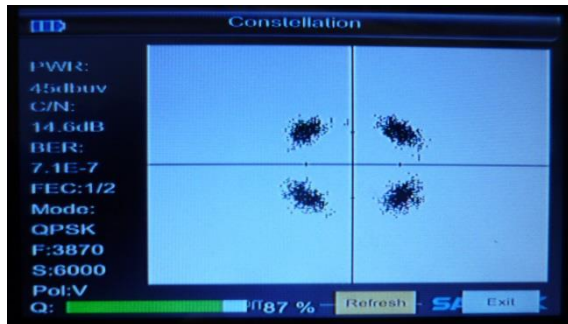
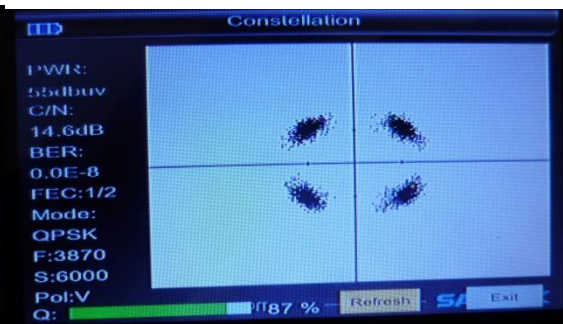
参考　１　　受信レベルが低下した時

信号強い　　　信号弱い

４７Gで信号レベルを下げ受像限界ぎりぎり時のコンステレーション。
全体に広がっているが、C／Nの悪い時と異なる事が判ります。

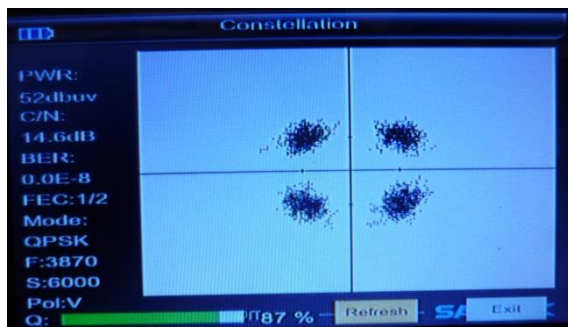
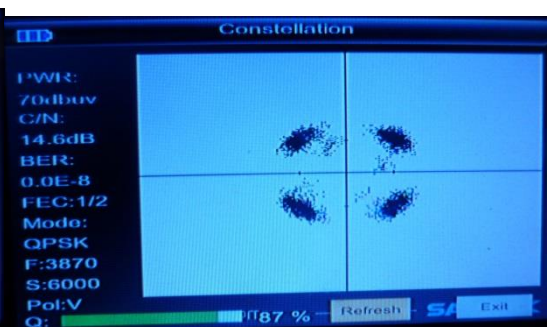
参考　２　　ＭＩＸ方式と逓倍方式に違いは？

４７Gで比較

ＭＩＸ方式　　　　　　　　　　４逓倍方式

局発は何れも水晶発振です。

差は少ないがＭＩＸ方式の方が良い様です。

７７Gで比較

ＭＩＸ方式　　　　　　　　　　８逓倍方式

送信側の局発は水晶発振で同じ物を使用。受信はＴｅｓｔ　ｓｅｔで共通です。

Ｔｅｓｔ　ｓｅｔ局発の関係か４７Gより悪い様です。

１３５Gで比較

ＭＩＸ方式　　　　　　　　　　８逓倍方式

送信側、受信側での上側又は下側へテロダインでの差など色々な実験が残っています。

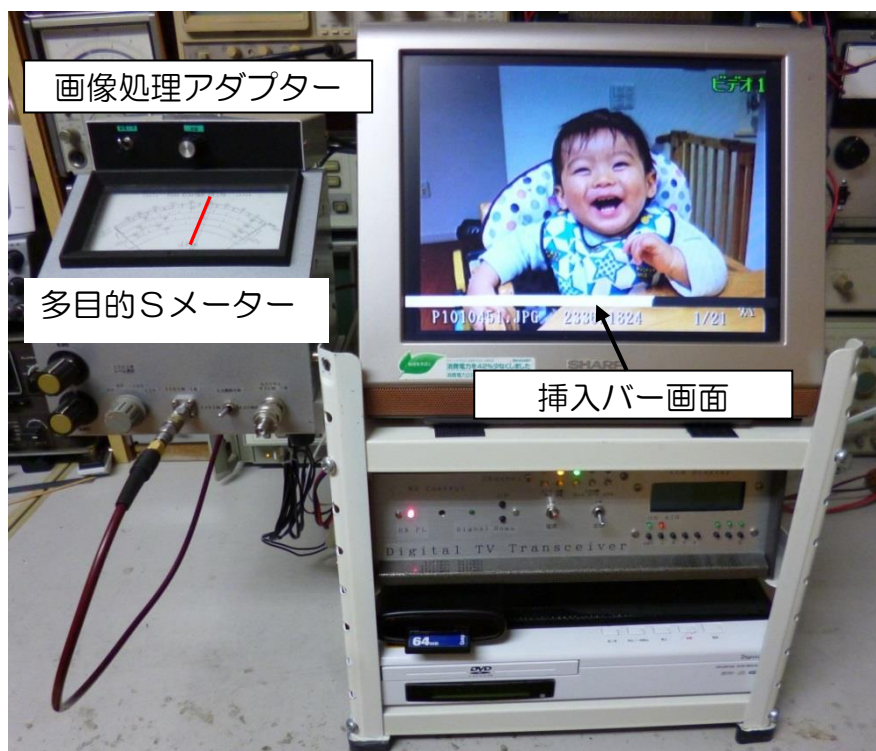
また、これらの違いは方式なのか、他の要因なのか判っていません。

Ｃ／Ｎの良い局発で同じ条件での検証が必要です。

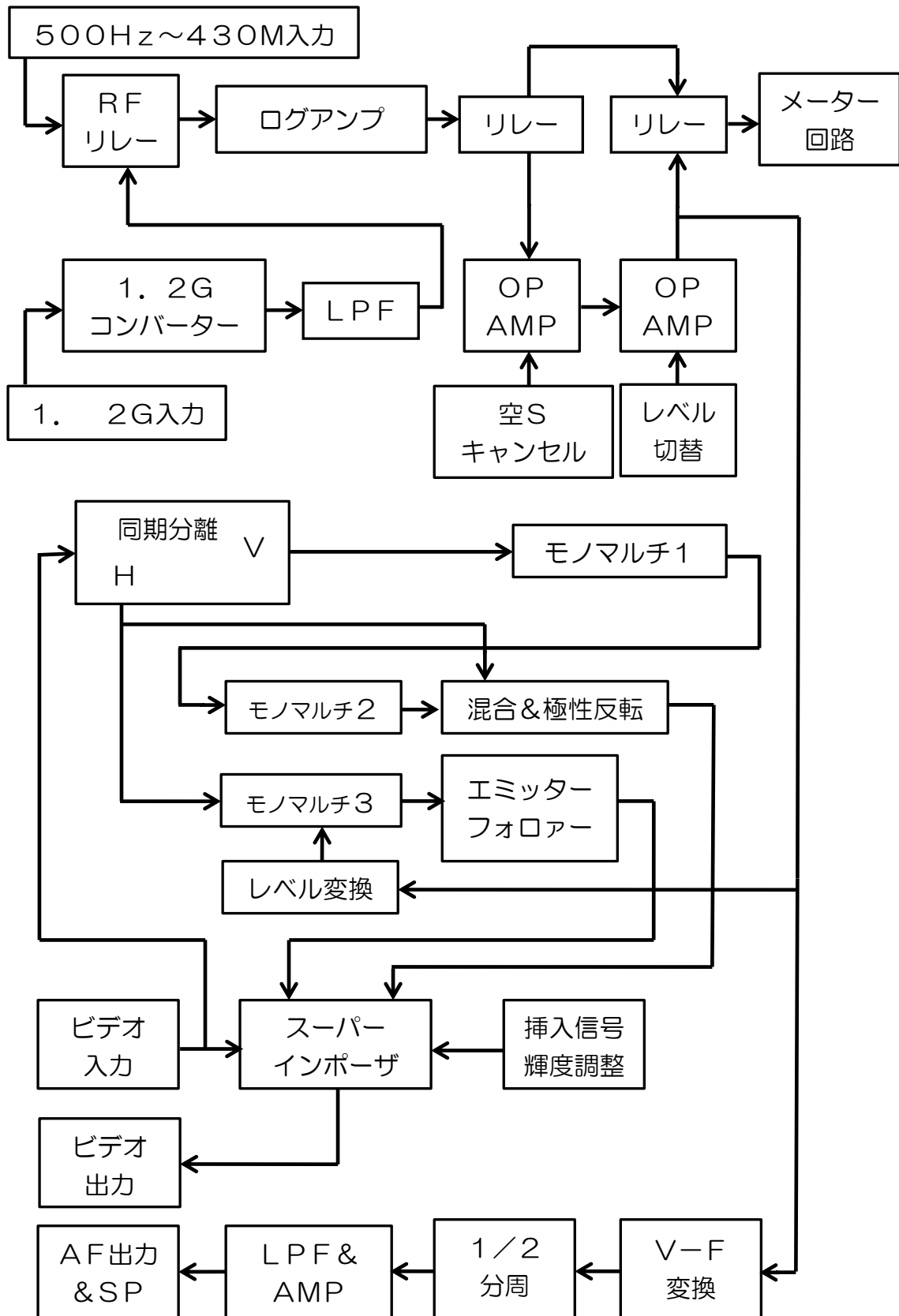
ＤＡＴＶ用Ｓメーターとレベルのモニター画面表示

２０１３年１１月

ＪＡ３ＣＶＦ　森本　清

チューナーにより少し違いは有りますが、信号強度、クオリティー表示が出るのでアンテナの方向調整等に重宝していました。
この表示は反応が少し遅く、アナログメーターの様にピークが取り難い所が有ります。
また、レベルの低い信号の変化が判り難い事も有りました。
ＤＡＴＶの場合、電界強度の最大点が画像最良点とは限りませんが、まず信号を捕まえ最大点を見つける必要が有ります。
９００Ｍ～１．９Ｇ帯のフロント部分のＭＭＩＣが入手出来たのを機会にアナログ表示のＳメーターを作りました。
チューナーから無信号時でも同期信号が出ていたのでこれを使って遊びでアナログレベル電圧をモニター画面上にもバー表示出来る様にしました。
更におまけ、Ｖ－Ｆ変換で音の違いにも変換しモニターのスピーカーで聞ける様にしています。このおまけ機能が結構便利です。
単独ではサンノイズの検出、光通信のＳメーターや４３０ＭまでのマイクロパワーⅡ計としても使えます。

ＤＡＴＶトランシーバーラックの横に取り付け

ブロックダイアグラム

５００Hz～４３０M入力
ＲＦ
リレー
ログアンプ
リレー
リレー
メーター
回路
１．２Ｇ
コンバーター
ＬＰＦ
ＯＰ
ＡＭＰ
ＯＰ
ＡＭＰ
１．　２Ｇ入力
空Ｓ
キャンセル
レベル
切替
同期分離
Ｖ
Ｈ
モノマルチ１
モノマルチ２
混合＆極性反転
モノマルチ３
エミッター
フォロァー
レベル変換
ビデオ
入力
スーパー
インポーザ
挿入信号
輝度調整
ビデオ
出力
ＡＦ出力
＆ＳＰ
ＬＰＦ＆
ＡＭＰ
１／２
分周
Ｖ－Ｆ
変換

概要

１　ログ変換

入力は５００Ｈｚ～４３０Ｍと１．２Ｇの２つ有ります。
ＳＷで選択し、ＲＦリレーでストレート又は１．２Ｇのコンバーターで１２０Ｍ付近にダウンコンバートされた信号をログアンプＡＤ８３０７Ａに加えて２０ｍＶ／１ｄｂに変換します。
更に１．２Ｇの信号を低レベルまで検出する為にＯＰＡＭＰ二段で増幅した電圧をリレーで切り替えアナログメーターを振らせます。
一段目のＯＰＡＭＰには空Ｓキャンセル用のバイアスが掛けられ、０点調整を兼ねています。
二段目はレベル切り替えＳWにより－８０ｄｂｍ～－１１０ｄｂｍまで４段階１０ｄｂ刻みにゲインが調整出来ます。
入力レベルが大きくスケールオーバーに成った時、空ＳキャンセルＶＲで便宜的に補正出来ます。
－１１０ｄｂｍレンジは不安定でおまけです。
５００Ｈｚ～４３０Ｍは－８０ｄｂｍ～＋５ｄｂｍまで表示します。

２　画面表示

アナログレベルのモニター画面表示は同期信号が常に出ているチューナー又はカラーバー等との組み合わせが必要です。
映像信号から同期分離用ＩＣ、ＬＭ１８８１Ｎで同期信号を取出し、垂直同期信号をモノマルチ１で遅延させます。
この遅延時間で表示位置が決まります。
遅延した信号は更にモノマルチ２でパルスを作ります。
このパルス幅で表示バーの太さが決まります。
一方、水平同期信号はモノマルチ３でアナログ電圧に応じたパルス幅に変換します。５５５又は１５５５のタイマー用ＩＣはモノマルチで使った時、コントロール端子の電圧でデューティーを変えられる機能を利用しています。
インピーダンス変換後スーパーインポーザＩＣに入ります。
このＩＣは３入力を選択出来て７５Ωのドライバーを内蔵しているので便利です。
入力１にチューナー等からの映像信号、入力３に水平同期信号からアナログ電圧でパルス幅の変えられた信号が加わり、ＳＷ信号で入力１と３が切り替わるので画面にバー表示ができます。
入力３端子には輝度調整機能が有り合成した映像と元の映像のバランスを取る事が出来ます。

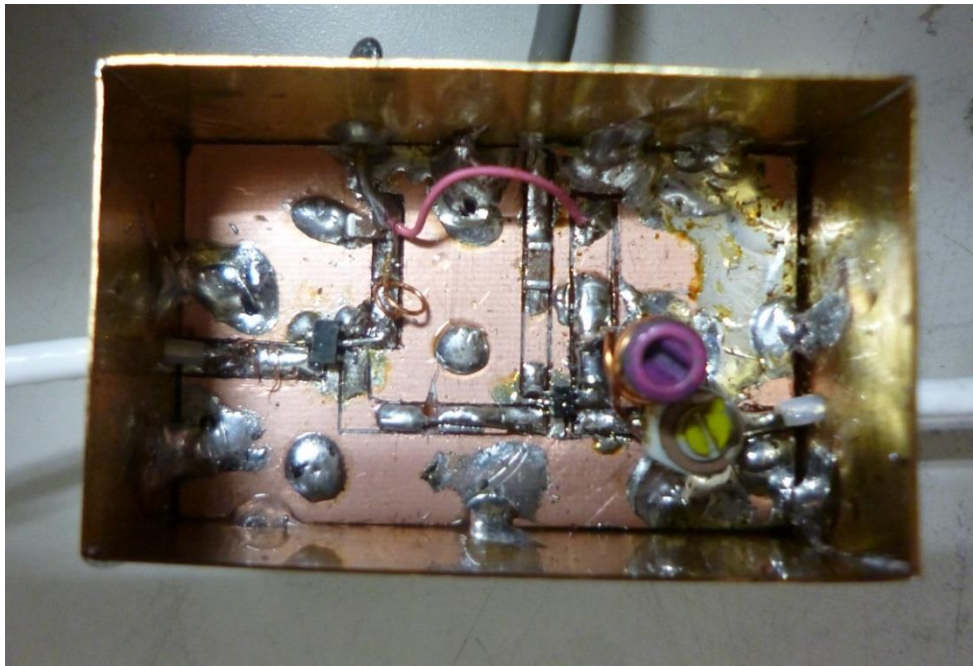
３　音声変換

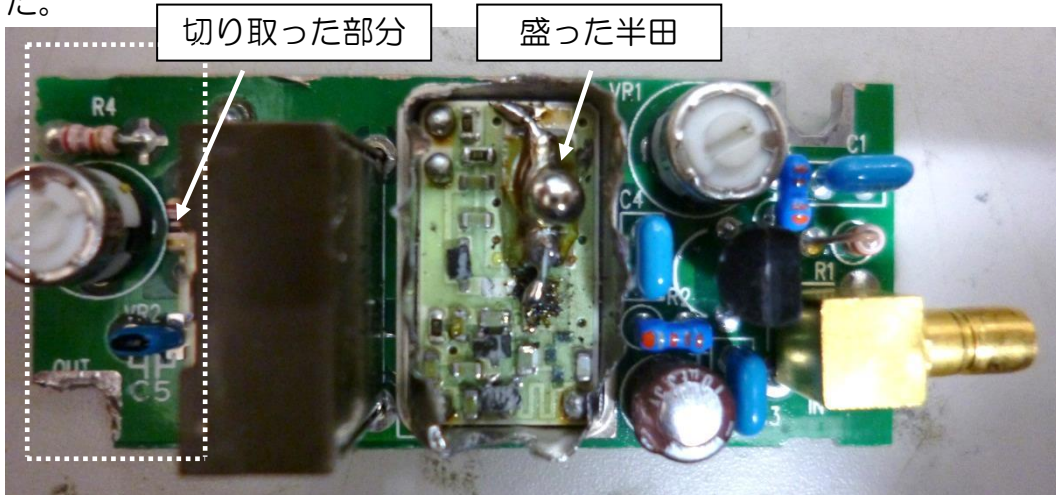
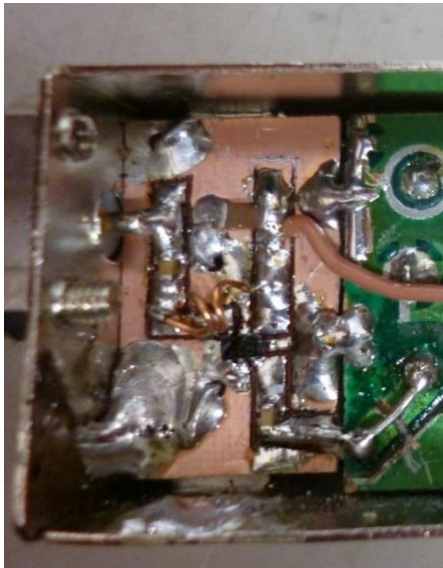
Ｖ－Ｆ変換はＮＪＭ４１５１Ｄを使った、昨年のＩＣ９１０Ｓメーターのレポートと同じです。

詳細

１　１．２Gコンバーター

ＲＦＡＭＰは１．５G～１．９G用のMMＩＣＮＪＧ１１０３Ｆ１、ＭＩＸはμＰＣ８１１２ＴＢです。

ピッチ１．２５mm６ピンで、作りにくいがＰカッターでランドを何とか作りました。

ＬＯ信号は８８６MのジャンクＤＲＯ発振器です。

このまま使うとＩＦは３７９M付近になってログアンプは何とか使えてもＭＩＸＩＣのＩＦは１００M～２００Mが推奨なので周波数を変更しました。

内部のＶＣＯ回路を取り去り誘電体を割り半田を流すと周波数が上がりました。
１１５０Ｍ付近に合わせ１２６５Ｍが１１５Ｍ位に落ちます。
周波数は少し位変化しても問題ありません。
周波数を上げたのでＱが低下したのか出力が－１４ｂｍ位に成りました。
ＭＩＸは－１０ｄｂｍ位で働きますが、μＰＣ２７０９ＴＢで増幅しました。

出力調整部分を切り取り追加したアンプ部分。
９ｄｂｍまで上がりました。

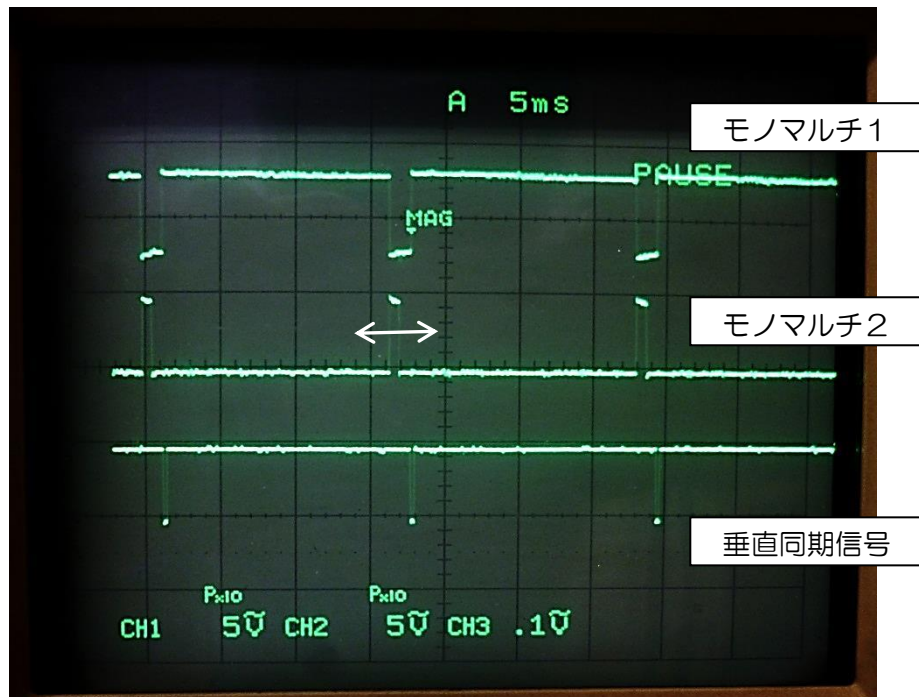
ログアンプは広帯域の信号を検出するのでＬＯの漏れが有ると検出感度が低下します。
ＭＩＸの後にＬＰＦを入れています。

ＬＰＦ

５φ２ｔ　３個
５Ｐ　１０ＰＶＣ２個　５Ｐです。

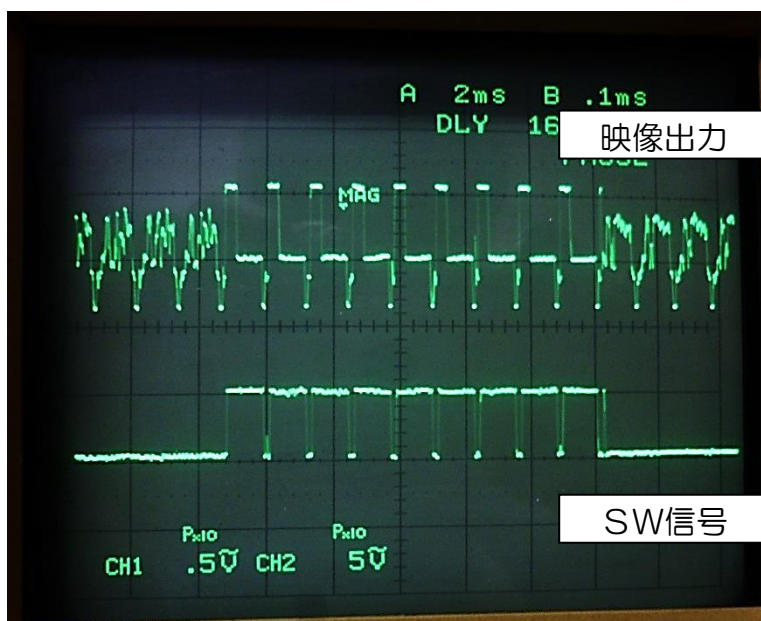
カットオフ６００Ｍ付近、１１５０Ｍ－４５ｄｂ以上です。
トリマーでカットオフ付近の特性を調整しました。

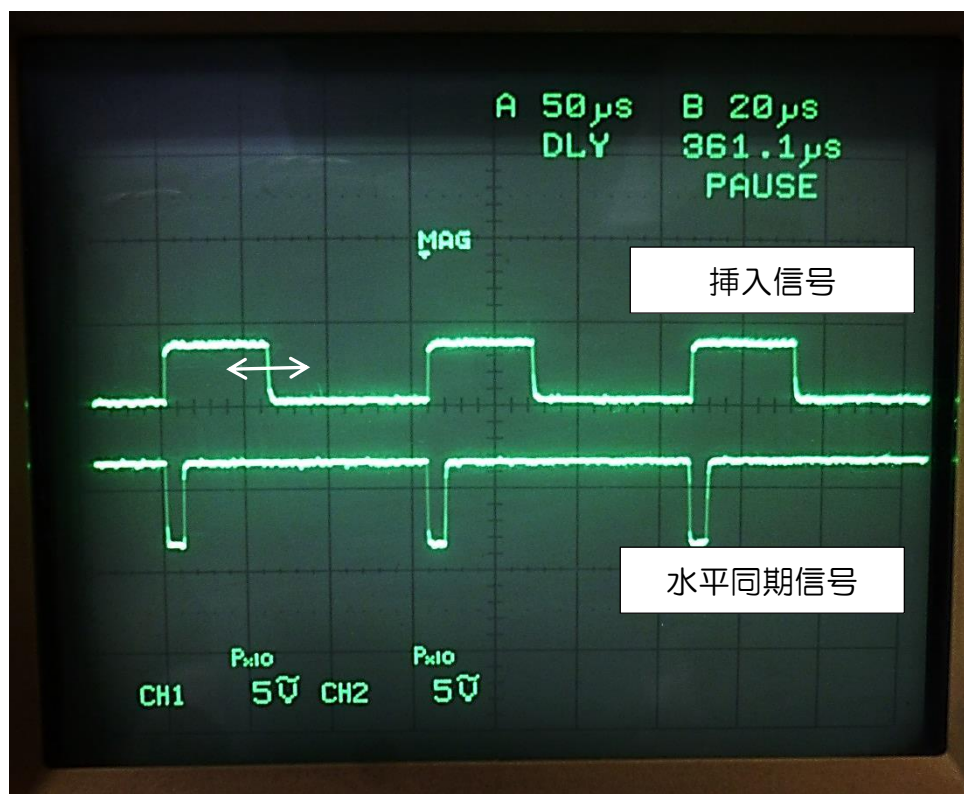
２　画面挿入タイムチャート

垂直同期信号からＳＷ信号を作る。

同期信号の立ち上がりでモノマルチ１はトリガーが掛りその立下りでモノマルチ２にトリガーが掛ります。

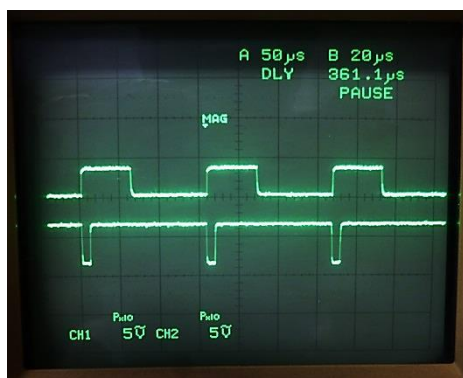
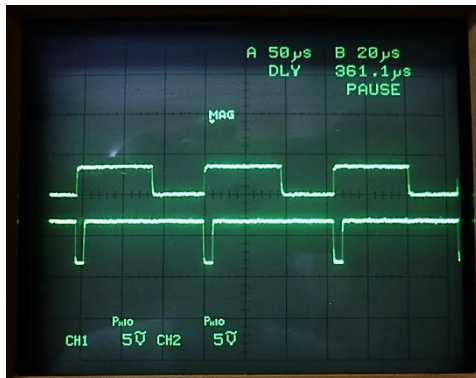
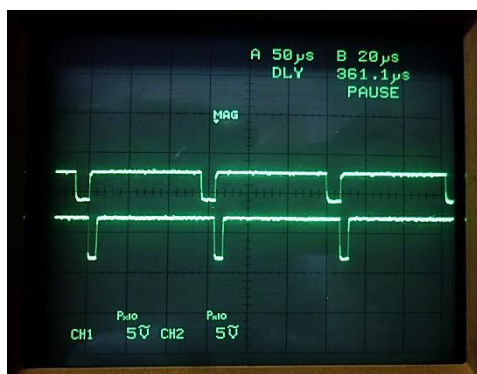
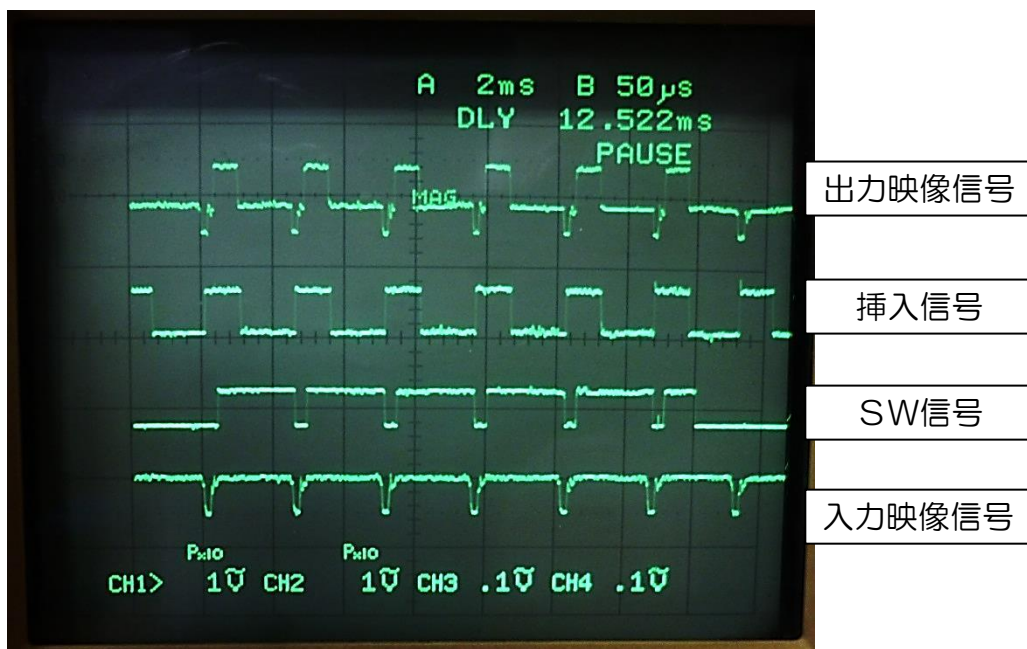
モノマルチ１の時定数で ⟷ 変わります。

モノマルチ２の時定数幅のパルスが出来ます。

ＳＷ信号の拡大

出来たパルスと水平同期信号＋バースト信号抜き取りパルスとをＮＡＮＤ回路で合成、ＳＷ信号としています。挿入信号に水平同期信号、バースト信号が無いので、元の水平同期信号、バースト信号を使っています。

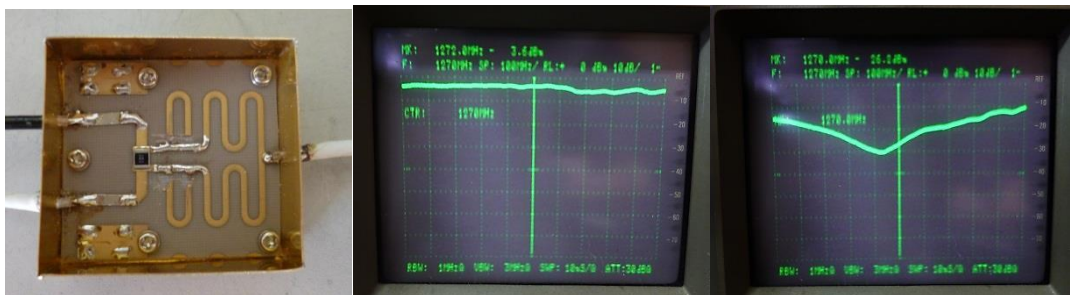
水平同期信号から挿入画像を作る。

同期信号の立下りでモノマルチ３にトリガーが掛り、コントロール電圧で
←→ 変わります。

コントロール電圧の０Ｖ～１Ｖの範囲は動作しないので、ＯＰＡＭＰ出力
０Ｖ～３Ｖを１～３Ｖ（４Ｖ）に変換する必要が有りました。
電圧変化の最大値（３Ｖ～４Ｖ）の位置はモノマルチ３の時定数及びレベル変換回路で調整出来ます。

コントロール電圧１Ｖ～３Ｖ変化させた時の波形と画像
入力１Ｖ

入力1．５Ｖ

入力３Ｖ

各信号の関係

３　その他

トランシーバーとの接続

トランシーバー送受切り替えＲＦリレーからチューナーまでの間に

コスモウェーブの広帯域アンプを入れているのでこの後に２分配器を入れて信号を分配しました。
分配器は９５０M帯ジャンク８分配ユニットの２分配部分を切り取り流用しました。
パターンは９５０Mで設計されているので、一部をパスして短くしました。
目的の周波数よりまだ少し低いのですが、１２７０Mでポート間のアイソレーションが２６ｄｂ程とれています。
分配損失は３．６ｄｂですが、２０ｄｂのアンプを通った後なので、受信には問題有りません。９５０Mのアイソレーターは取り除いています。

送信時はスタンバイ信号を使ってバー表示及びＶ－Ｆ変換音声をカットしています

意外と難しかった同期分離

最初は簡単に考えてＰＮＰのトランジスターで分離していました。
分離はしても信号により同期信号に映像信号が潜り込んだり、パルスが崩れる事が有りました。
ＮＡＮＤで作った整形回路を通しても完全に取り切れない時が有って、挿入信号がガタついたり、バー表示が乱れる事が有りました。
チューナーとの組み合わせでは問題無いのですが､カードリーダー等の映像で時々発生したので、専用の同期分離用ＩＣを使いました。
ＬＭ１８８１Ｎは外付け部品も少なく、垂直同期信号が整形されて、バースト抜き取りパルスも出ているので便利でした。

これから

挿入信号は電圧によりデューティー比を変えていますが、５０％を境に直流レベルが上下するので挿入画像の明るさが変わります。
黒の部分の変化が判り易い。
実用上問題有りませんが、完全にするには工夫が必要です。
外付けでメーターも大きいので、実践で便利ならメーターを外して専用にトランシーバーへの組み込みも考えられます。

以上

回路図

画像処理アダプター部分
LM1881N
TC4538BP
挿入バー太さ調整
挿入バー上下調整
ビデオ入力
メーター電圧入力
NJM2263D
ビデオ出力
1555
最大バーレベル調整
挿入信号レベル調整
挿入信号輝度調整
V−F変換回路へ
V−F変換回路は省略
送信時はr5で音が出ない様にしています。
DATV等多目的Sメーター&
アナログ電圧レベルをモニター画像に挿入回路
1−8−2013　JA3CVF
スタンバイ入力
バー表示ON, OFFSW
低ドロップダイオード
0．15V
0点調整
メーター感度調整
AD8307A
500Hz～430M IN
1．2G 12V
OPA277
レベル調整SW
DC-DC
12V IN
±5V OUT
NTA1205MC
空Sキャンセル
& 0点調整
LOユニット
1155M
μPC8112TB
NJG1103F1
1．2G IN
L1, L2
0．1mm1.5cm
L3
0．1mm2cm
5cp2t

DATV 用占有周波数帯域幅と送信電力の測定方法

JJ1RUF 佐藤秀幸

1. はじめに

DATV で使用するデジタル変調 QPSK では、周波数帯域が 6MHz と広帯域であるため、占有周波数帯域幅(Occupied Band Width)と送信電力の測定方法は従来の FM/SSB とは異なります。また測定にはスペクトラムアナライザが必要となるため、アマチュア局には簡易的な手法が必要となります。この報告では、簡易的な OBW と送信電力の測定法を紹介し、その結果を検証したので報告します。

2. 占有周波数帯域幅(OBW)

電波法の規定(総則)では、図 1 のように OBW は上限、下限から 0.5%合計 1%の電力を除いた 99%の電力が含まれる周波数帯域幅と規定しています。この定義とは別に無線設備規則では、OBW の許容値が定められていて、音声通話の FM(F3E)は 16kHz、SSB(J3E)では 3kHz となっています。このことから実際に OBW を測定することはありません。一方 DATV で免許されている OBW は、G7W=17MHz となっていますが、その許容値は示されていないため OBW を実際に測定して確認する必要があります。

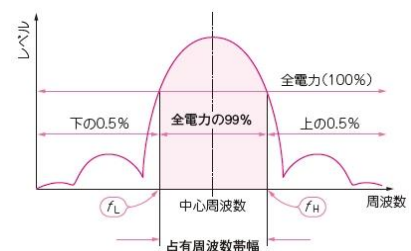



図 1:OBW の定義

3. DATV の OBW 計算方法

OBW を測定するには、スペクトラムアナライザの OBW 測定機能を使用しますが、すべてのスペクトラムアナライザで測定できないので、簡易的な手法が必要になります。DATV のスペクトルは、図 2 のようにシンボルレートが 6000ksps では、尖頭値より-3dB(BW:-3dB)低い帯域で 6MHz となります。BW:-3dB は、フィルタの周波数帯域を設定する際にも使用している一般的な方法です。しかし-3dB の帯域は、電波法の OBW 規定の 99%の電力より狭いため OBW とはなりません。

図 2:DATV のスペクトル

これを補正した簡易計算は、

OBW = 1.19×Bw 6MHz (-3dB) = 7.14MHz

で求めます。この 1.19 の係数は、電力が 1/10(BW:-10dB)となる周波数を目安にしていて、QPSK で使用しているロールオフ率 0.35 の場合の値です。ロールオフ率は、変調した後に設定したバンドパスフィルタの特性を表しています。

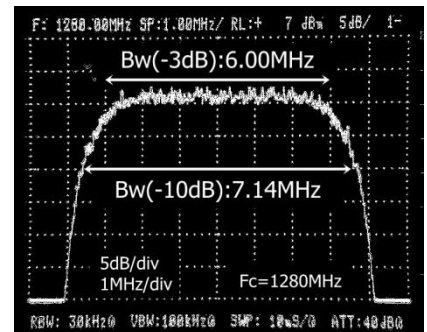
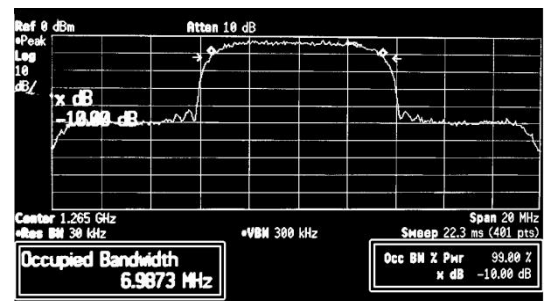



図 3:OBW の測定結果

3. DATV OBW の検証

2.の計算で使用した 1.19 の係数が正しいかを、OBW が測定できるスペクトラムアナライザで検証しました。図 3 のように Bw 6MHz (-3dB)の OBW 測定値は 6.9873MHz となり、7.14MHz よりも狭くなりました。この結果より、1.19 の係数を用いた簡易計算は OBW から逸脱することが無いことを確認しました。

4.　DATV 送信電力の測定

FM/SSB の電力測定では、変調しないシングルキャリアを電力計で測定します。図 2 のように DATV の QPSK は 6MHz の広帯域なスペクトルを示すため、変調した状態とシングルキャリアで電力測定した場合を比較すると、図 4 のように 40%ほど違いが出ます。この違いは電力計の種類により異なりますが、6MHz 帯域全体の電力を積算していないことが原因です。アマチュア局の送信電力は最大値のため、変調時の電力で測定すると許容値を超えることになります。電力を測定する場合には図 5 のように DATV 送信機の設定をシングルキャリアに変更して行います。したがって、DATV 用の TRV　IF PA の電力調整はすべてシングルキャリアの設定で行います。

図 4:電力測定結果

図 5:電力測定時の設定

5.　新スプリアス規定

2005 年 12 月より施行し、現在移行期間となっている無線設備のスプリアス発射強度許容度(新スプリアス規定)では、960MHz を超える 10W 以下アマチュア局の帯域外領域は、OBW の 2.5 倍で 100μW 以下となっています。この領域は、従来の“帯域内”となるため LPF の追加では改善しません。前項までの検討で OBW と送信電力測定方法が確認できたので、新スプリアス規定に合致させるための条件を検証します。

帯域外領域は、図 6 のように OBW =7.14×2.5 倍=17.8MHz となり、この領域の電力が 100μW 以下となります。たとえば OBW の送信電力が 2W の場合には、100μW 以下の条件は IMD(3rd):-43dB 以下となります。自作機器、技適機種以外の新スプリアス規定は不明確な点がありますが、仮に新スプリアス適合したメーカー製 TRX においても、SSB で Mic ゲインを高く設定するとオーバードライブとなり、適合しなくなるのと同じ考えで対応できると思います。つまり、“新スプリアス規定に適合させる調整”を行えばよいことになります。今回報告した手順で調整を行えば自作機扱いの DATV においても新スプリアス規定に適合できると考えます。

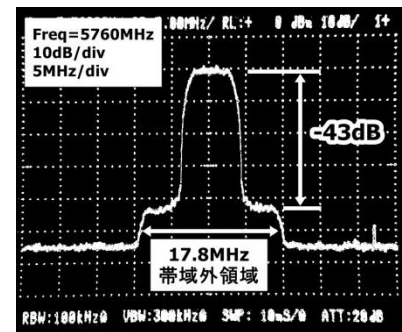



図 6:新スプリアス規定

6.　まとめ

DATV の OBW と送信電力測定方法を検討して、簡易的にシンボルレートから計算で OBW を求め、送信電力はシングルキャリアに設定して行うことで対応できることを確認しました。加えて、今後適合が求められる自作機の新スプリアス規定に適合させるための条件を検証しました。スプリアス領域の値は LPF により改善できますが、新たに定義された帯域外領域は LPF では改善しないため、今回報告したように IMD(3rd) を改善する調整が必要になります。

7.　参考

CQ 出版 RF ワールド No.13

http://www.satsig.net/symbol01.htm

http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/others/spurious/#4000136

DATV 用送信出力の最適化検討

JJ1RUF 佐藤秀幸

1. はじめに

マイクロウェーブミーティングに参加されている方々は、実績のあるマキ電機製トランスバータ(TRV)を使って DATV の運用をしていると思います。DATV 送信機の IF 出力電力(1200MHz 帯)は最大 2mW で、一般的な FM/SSB トランシーバと比較して 20dB ほど出力が低いため TRV の指定入力電力と合致しません。さらに QPSK は周波数帯域が 6MHz と広く平坦な特性なことから、DATV にあわせた調整が必要になります。DATV 送信機＋IF PA＋TRX を接続した時の送信出力を最適化したので報告します。

2. 送信系入出力特性

私は TRV にはマキ電機 UTV-5600BⅡB-L 50mW を使用し、コスモウェーブ製 PA(PM-M120CX)で約 15dB 増幅の後 TRV に入力しています。図 1 は DATV の出力設定値(Output Gain)対 IF 出力と PA 出力特性です。例えば設定値[10]の場合、DATV 出力 0.96mW /PA 出力 28mW となっています。(注:横軸が DATV 出力設定であるため、直線性が悪く見えますが問題ありません）図 2 は、TRV の IF 入力対 RF 出力特性です。IF 入力 25mW で 5.6GHz 50mW の規定出力の後飽和領域になります。また、IF 15mW 付近で出力の傾きが増える特性は、Mix Di の 2 乗特性に起因していると思われます。

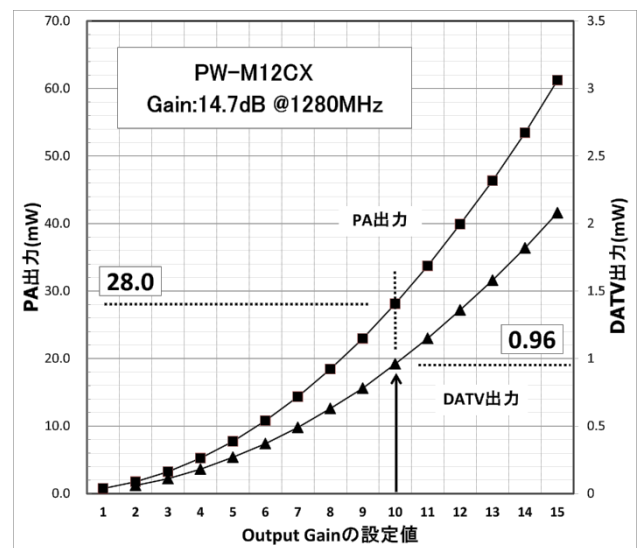



図 1:DATV/PS 入出力特性

図 2:TRV 入出力特性

3. 送信 IMD 特性

図 3 は TRV RF 出力のスペクトルです。中心の左右に段差を生じます。この段差は、送信系の直線性に起因する相互変調歪(IMD)で最初の段差が第 3 次 IMD(3rd)、次が第 5 次 IMD(5th)になります。IMD(3rd)は入力電力を増減すると変化し、図 3 のように入力 5mW:-37dB、10mW:-29dB となりました。

図 4 は、さらに入力を増加させ IMD(3rd):-20dB のスペクトルです。段差がさらに増えて第 7 次の IMD まで発生しています。送信シンボルレートは、6000ksps、周波数帯域は 6MHz ですが、この電力設定では IMD(3rd):18MHz、IMD(5th):30MHz の帯域成分が無視できなくなります。

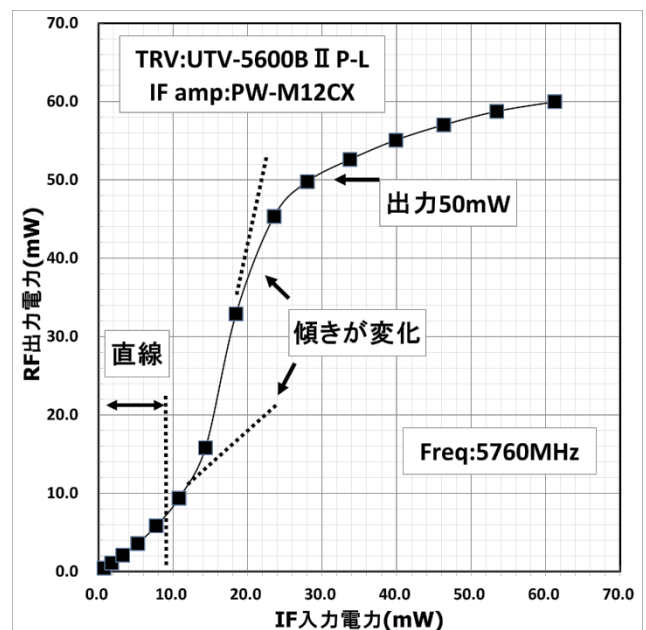
次に TRV への IF 入力電力に対する IMD(3rd)の値を測定して図 5 にまとめました。

この結果 IMD(3rd):-30dB にする条件は、IF 入力を 9mW 以下となりました。

図 3:出力電力による IMD の変化

4.　IMD(3rd)を最適する設定

TRV の ATT の設定条件と IF PA のゲインにより設定値は変化しますが、私の送信機器条件では、

DATV 送信機 Output Gain＝[5]となり、この時の DATV 出力 0.27mW　TRV IF 入力 7.75mW としました。また、図 2 より、IF 入力 15mW 付近で入出力の傾きが変化して IMD(3rd)が大きく変化するため、この変化点より IF 入力電力を少なくする設定が必要になります。

図 4:最大出力時の IMD

5.　Constellation(コンステレーション)

一般に IMD(3rd):-30dB を目標にするとの指針があります。これを確認するため、TRV 出力と RX Converter + Tuner を直接同軸で接続して伝搬による歪を無くし、Tuner の受信強度が一定になるように ATT 値を調整して IMD(3rd)と Constellation の関係を測定しました。この結果、図 6 のように IMD(3rd):-30dB をしきい値に、Constellation の各シンボル軌跡が変化して、軌跡のバラツキが大きくなることを確認しました。

IMD(3rd):-30dB を超えるとシンボルの軌跡が放射状に広がり、形状が円から楕円に変化します。一般に各シンボルの軌跡が広がると受信時のビットエラー率(BER)が悪化します。測定では、各 IMD で受信強度:80dBμV 、C/N:10.5dB 、BER:1.0e-11 に安定しているためブロックノイズが発生することはありませんが、IMD(3rd)を適切に設定しない場合、実受信環境でブロックノイズが発生しやすくなります。たとえば、受信強度が強力にも関わらずブロックノイズが発生しやすい場合には、IMD(3rd)の確認が必要です。

図 5:最適な IMD となる IF 入力

図 6:各 IMD 値での Constellation 軌跡の変化

6.　まとめ

DATV 送信機＋IF PA＋TRV を接続した状態で、入出力特性と IMD(3rd)特性を測定し、Constellation より DATV に最適な IMD(3rd)値-30dB になる設定条件を検討しました。この結果 DATV で使用する QPSK で 6MHz の広帯域特性に合わせるためには、IF 入力電力を規定値より下げ、直線性の良い領域を使用する設定を確認しました。

1200MHz&2400MHz１エリアロールコール報告

JI1CBS 小林純夫

ロールコールの歴史

１９９５年９月　ＪＡ１ＣＹＣ　横浜市港北区日吉　故下村茂さんが始める。その後、ＪＨ１ＩＧＣ小泉さんもサポートに入る。
毎週土曜日、ＰＭ８時から１時間の予定で２４２７．２００メガヘルツＦＭでスタート。
ＰＭ９時より２４２７．２００メガヘルツＳＳＢで実施。
２０００年１月より第２２２回から当局ＪＩ１ＣＢＳが戸田市より引き継ぎでセンターを始める。同年８月新潟県南魚沼郡湯沢町苗場筍山中腹１６４８ｍからロールコールを実施。それ以降毎年、１年に１度苗場スキー場からロールコールを実施。
２００２年８月苗場からロールコールを実施している最中に、新潟市固定のＪＡ０ＢＱＵ阿部さんの５ギガの信号が横浜の小泉さんのところで確認できる旨連絡あり。その後、１エリア０エリア長野新潟、９エリア富山石川とレインスキャッターによる交信実験が始めり、固定局同士でもＱＳＯができることを確認。
２００７年４月より１２００メガ２４００メガで同時にロールコールを実施するようになる。２０１３年１２００メガで３００回２４００メガで８００回になる。

ロールコールの運営

話題アンケート、日々のこと、各バンドのコンティションの話が中心。時々参加局の使っているアンテナ、設置方法、高さから使用しているケーブルの種類長さコネクター最後に使っている機械（トランシーバー）オンエアー可能な周波数など、１２００メガ２４００メガ以外のマイクロ波の泣き合わせ。５ギガ１０ギガ２４ギガ４６ギガ。自分のシステムの健康診断、バンドコンディションの把握、運用したいけれど相手がいない？などの解決。
また全国マイクロ移動会や、各地区のＪＡＲＬの支部大会や各種催しもの（芋煮会など）
運用のヒント、アイディア

ロールコールというと仲間たちだけの秘密の会合のように聞こえますが、参加者は誰でもＯＫ．決まった時間に必ず聞こえる局、シグナルジェネレーター（ＳＧ）替わり？
ロールコールのネットの活用。ＵＳＴＲＥＡＭによる動画中継配信・今誰とＱＳＯしているのかほぼリアルタイムでわかる。また、インターネットによる配信なので、１エリア以外でも視聴が可能。チャットによる書き込みで、自分の意思伝達もできる。

将来の展望

ロールコール参加局のアンテナの写真による運用スタイルの提案。

24GHz デジタルモード EME 交信

2013 年 9 月 30 日　JA1WQF　笠井三男

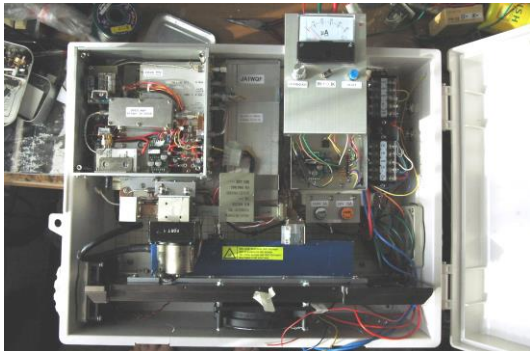
＜はじめに＞

　数年前にマイクロウェーブにおける月面反射通信を目的とし EME 免許を取得。1296MHz から運用を開始し、昨年その上のバンド 5GHz、10GHz、24Ghz の EME 免許を頂き 5GHz と 10GHzEME 交信は昨年中に達成致しました。

＜手作りの EME＞

　マイクロウェーブで遊んではいましたが EME を始めるにあたり、どうすれば良いか分からず無手勝流で始めた事も多いですが・・何とかなるものです。

アクチュエーターによる EL/AZ 管理

秋月基板から作成の月追尾コントロール

24GHz トランスバーターTWT-PA

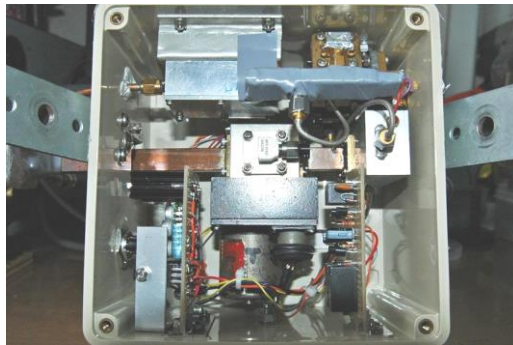
現在の 2.4mDish Feed は VE4MA タイプ

　高い周波数になりますとアンテナゲインが上がる事＝Dish 精度の問題や管理つまり方位や仰角を「目標 0.1 度」（私の場合実際は 0.2 度程度）に置かなくてはならず市販のローターでは無理です。

　私の場合比較的簡単に精度が出やすいアクチュエーターを AZ/EL とも使用し高精度ポテンションメーターと自作コントローラーにて方位管理ならび自動追尾し 24GHz まで実用になっています。

しかし 5GHz、10GHz と同時進行していました 24GHz は納得できる（交信レベルに到達する）までに実はそう簡単ではありませんでした。

途中パラボラを不注意で潰すなどアクシデントもありましたが、まず受信を国際レベルまで上げるのに変更改良など相当時間が掛かりトランスバーターや機器製作から結果として約 1 年半程度かかつてしまいました。

（潰した初代 Dish 現場写真、EL ダウンし「脚立を挟む」アクチュエーターは超強力で Dish は再起不能。右は試行錯誤で製作したホーン類これ以上アリ Hi）

24GHz Feed 方法　　　　　　　　Dish 中央の Feed box 中身

当初 Dish 後ろの BOX で切り替えを考えましたが Feed に導波管 SW を移設そのため WRJ260 で Feed まで送受 2 本に分けています。

Feed box 中身は何回も改良、現在導波管入力の LNA を SW 直結の後にアイソレーターそして BPF を作り挿入さらにここで 2 段目の LNA で増幅しています。

TRV や TWT-PA は前ページ写真の様にパラボラ後部 BOX に入れ IF として 1280MHz に落としシャックまで約 50m 同軸ケーブルを引いています

＜24GHz EME 現状＞

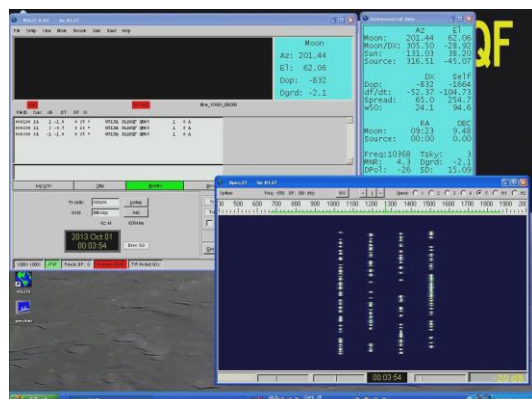
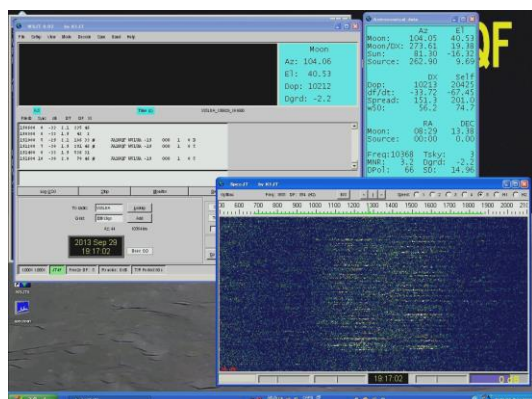
現在福岡県久留米の JA6CZD 森さん（QRV 中）松江の JA4BLC 又賀さん（もうすぐ QRV)と私の 3 局が免許されています。

世界的にも約 20 局程度で、交信の困難度からスケジュール QSO が殆どです。

JA6CZD 森さんと 10 月に 24GHz 国内局同士初交信の予定です。

＜24GHz EME 交信＞
　9 月中旬 24GHz エコーテスト中に LNA トップの FET を飛ばしてしまい意気消沈、全てのセットを一度降し　FET　交換して全体のオーバーホール。室内で Dish 設置条件と同じにして再調整。（パラボラなしで室内に組み立てました）
＊　個々の段階で調整して OK でも実際の使用条件で組合せした場合違いが出る
　　事を改めて感じ、また室内の調整と外では細かな対応に大きな差があります。
これが功を奏し状態が俄然良くなり 9 月 28 日からの ARRL マイクロウェーブ EME コンテストを迎えました。
　そして W5LUA　Al から声がかかり予行演習なしで QSO 開始になり幸運にも 1 回目のトライで交信する事ができ感激です。
この時月は凄く遠く条件的には厳しく、正直あまり自信はありませんでした。

　　2013 年 9 月 30 日　0410JST　気温 15 度　湿度 92%
　　AZ/EL　　110 度/45 度　　月までの距離 401,577Km
　　該当時間ムーンノイズ　2.1dB　　周波数 24.048100GHz
　　通信モード JT4F　　レポート　O/RO

＜24GHz デジタルモード＞
今回 Al の提案からデジタルモード JT4F でトライすることになりましたが、
私はこのモードは初めてでした。
　24GHz でドプラーシフトは月の出と入りまで何と±50KHz（100KHz）以上にもなり、通信中も大きく周波数が動きデジタルモードでは通常の方法でデコードはできません。
　そこでコンピューターによりドプラー分の周波数補正をする必要があります。
今回 W5LUA　Al 側が送信受信ともに PC による VFO 周波数補正で挑みました。
つまり私はこの件に関しては何もしないでダイアル固定で OK らくちん　Hi
（と言うはずでしたが補正されていますがやはり動き、つまみ手動修正）

本邦初公開の EME24GHz JT4F モードのスペクトラン左本番、右比較画面

マイクロウェーブ EME でドプラーシフトよりも大いに問題になる事は
ドプラースミアです、特に 10GHz 以上での EME 通信は信号の拡散が大きく、
運用周波数帯や月の位置により、時に電信音として聞くことが困難なことも
あります。
上左写真は W5LUA 交信時の JT4F モード実際の受信画面です。
このように数百 Hz も大きく信号が拡散されています。
参考に右は JT4F の理想信号画面です、これが広がったとお考え下さい。
（別の PC で JT4F 今回同等のコール信号を作り PC へ直結した JT4F 比較画面）

今回実際に Al の信号は音として聞こえましたがスミアの影響で JT の変調音には耳では聞え辛く、こんな中で JT4F モードはデコード、素晴らしいですね。

また、もしこの様に拡散した電波が一つにまとまれば強力な信号になる事が推測できます。
私たちアマチュアが 10GHz 以上のマイクロウェーブ EME 通信において、このドプラースミアの軽減がマイクロウェーブ通信のポイントと言っても良いと思います。
具体的にはデジタルモードに係わらず通信相手とともに月が低仰角でスミアの少ない時の QSO が効果的です。
今迄世界のマイクロウェーブ EME 交信でローパワーや小さなアンテナでの通信実験はすべてこの「お互いに月が低い」有利な条件で行われ、実際に小さな局は何とホテル室内から 90 ㎝ Dish でインドア EME 交信実績もあります。

しかし完全な低仰角を求めるには広大な庭か北海道の原野にでも移住する
また Dish を高く上げる事ですが、EME アンテナは風当りも大きくあまり気乗りしません。
現状の改善でいかに工夫し対応するかにかかる事と考えます。

マイクロウェーブ EME、特に 10GHz 以上のデジタルモード通信ですが、この様に、PC プログラミングやその他テクニックが必要で「アナログモードより困難」の場合もあり 1296Mhz 以下で楽しまれている様には中々いかないのでは・・・・・
＜終わりに＞
マイクロウェーブ EME は本当に楽しいです。
HF 通信や 1296MHz までの EME 通信に比べお相手は極端に少なく、24GHz に至っては、私自身 1 年以上一人遊びでした。

アンテナ系の改善改良や LNA、Feed までの取り回しなどなど。
相手として昼は太陽、夜は月・・サンノイズを頼りにトラッキングを考えたり、
ムーンノイズやグランドノイズで受信系評価したり。

　その結果うまく設備が整えば「月が有る限り交信相手はいつでも必ず一人います」
作業は、本当に 0.1db の積み重ねです、やる事はたくさんあります・・・・
マイクロウェーブ EME に限らず誰かが言っていましたが、めんどくさいはおもしろいです。

　今回の W5LUA　Al との QSO やり取りは HB9Q の Logger で行いました。
その時丁度 JT65 で有名なデジタルモード開発者であります K1JT Joe も Login 中で 私たちの QSO を見届け、交信完了後（HB9Q　Logger から原文）

29:20:19:43　K1JT　Joe　Congrats Mitsu(and Al too)on the QSO ,73 all

と Joe から直接の祝福を受けました。
　何か感激です！やっぱりデジタルモードはよいですね～！！はい。

De JA1WQF 笠井三男

可視光通信を始めて

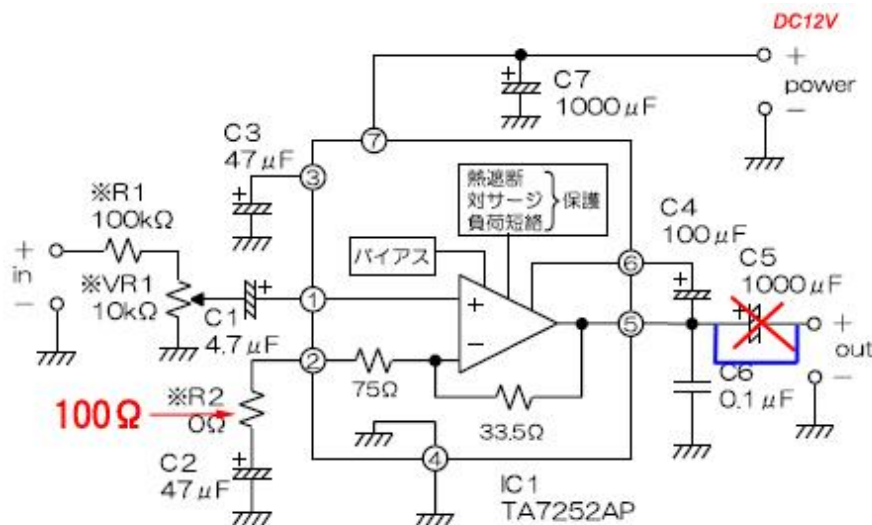
７Ｌ１ＷＱＧ　荒井義浩

　ＪＡ１ＡＴＩ逸見さんの講演をお聞きして、可視光通信に興味を覚え可視光通信実験を始めてみる事にしました。

当初はレーザー通信も考えたのですが、レーザー通信は難しそうで、危険性、法律の制限があるので、ＬＥＤ可視光通信の方が良いと考えました。
またＬＥＤ可視光通信では、パワーも有り安価で種類もたくさん有るので、簡単に始められると思い、さらに、ギャラリーや、お手伝いの方にも免許が不要なので、その場で実験に参加してもらうことが出来るのも良いと思いました。
まず基礎実験から始めるにあたって
ＪＡ１ＡＴＩ逸見さんに相談し、簡単な変調回路を教えていただきました。
この回路は秋月電子などで販売されているモノラルオーディオアンプＩＣと高輝度ＬＥＤの回路で、さらにＬＥＤのみで送受信できる事を教えて頂き、早速挑戦してみる事にしました。
今回使用したＩＣは東芝製の「ＴＡ７２５２ＡＰ」というオーディオアンプ用ＩＣです。
このデバイスは、モノラル音声、単電源動作（ＤＣ１２Ｖ）なので、とても使いやすいＩＣです。
秋月では、「東芝ＴＡ７２５２ＡＰオーディオアンプキット」として販売されています。
そのままのキットでは可視光通信には使えませんが、ほんの少し回路を変更する事で、ＬＥＤを変調させることが可能になります。

変更箇所は回路図を見ていただく事にして、注意点としてはＬＥＤの最大電流値を超えないように、電流制限の抵抗値とアンプのゲインを調整してください。
またゲインは波形が歪まない程度に調整してください。
（サイン波で変調をかけて、バイアス調整用の抵抗の両端電圧をオシロスコープで観察すると解り易いです。）
キットにはヒューズや電源の逆接防止、スイッチなどは有りませんので、回路の改造や後付けをしてください。

実際の実験では、片方向通信から始めましたので、音源はマイクではなく「iPhone」から音楽を送信機に入れて、ＬＥＤを変調しています。
そうすれば一人でも気軽に実験ができ、更に音楽を楽しみながら実験できます。
この回路のままでも将来のバージョンアップにも充分対応が可能です。

回路図

秋月電子キットの回路図より

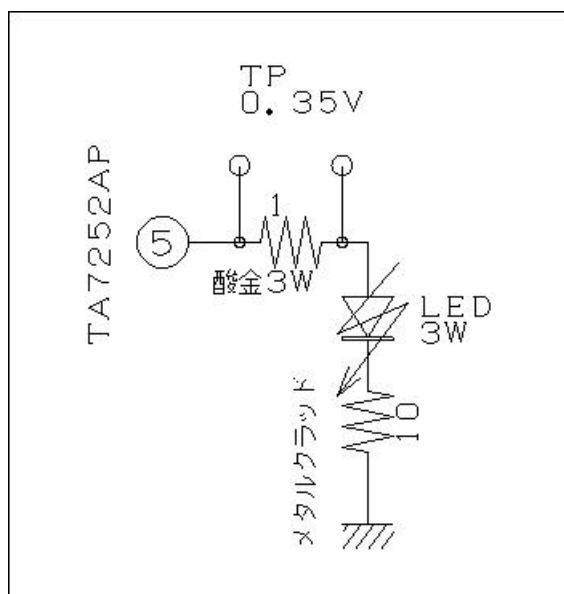
ＬＥＤの規格

品番：ＯＳＲ５XMＥ３ＣＩＥ

順方向電圧(VF)：２．８Ｖ typ ＠７００mＡ

ピーク波長：６２５ｎｍ typ. ＠７００mＡ

光束：８０ルーメン typ. ＠７００mＡ

ＬＥＤ部回路図

メタルクラッド抵抗は１０Ｗ　酸化金属抵抗は３Ｗを使用した

送信部調整方法

　ＬＥＤ定格電流値の約１／２のバイアス電流が流れるように、Ｒ１（１Ω）及びＲ２（10Ω）の値を調整します。
最大電流は７００ｍＡも流れるので、抵抗は１0Wのメタルクラッド抵抗を使用しました。
微調整はＲ１の酸化金属皮膜抵抗で調整します。
Ｒ１は酸化金属皮膜抵抗３Ｗを使用しました。(1W でも大丈夫です)
Ｒ１の両端電圧を測定して、バイアス電流値を測定します。
例えばＲ１の抵抗値が１Ωの場合３５０ｍＡで０．３５Ｖとなります。
無変調時でも常時３５０ｍＡの電流が流れるので、ＩＣが発熱しますのでヒートシンクは大きめの方が良いでしょう。
変調をかけると電流値が僅かに増えますが、これはアナログ的なメーターでは平均電流値しか示さないので、実際の最大電流値とは異なった値になります。
はじめは何か問題が有るのかと思いましたが、オシロスコープで抵抗間の波形を見ると、０．７Ｖｐｐに近い値が観測さました。
あまり電流値が増えるようであれば、波形が歪んでいるか、何か問題が有ると思われます。
オシロスコープをお持ちであれば、変調波形を観測する事により、歪が良く解ります。
高出力高輝度ＬＥＤを使用するので、実験中は非常に明るく、なるべくＬＥＤを直視しないようにしてください。特に机上で実験する時は注意してください。
またレンズを使用するときは、近距離で直視すると大変危険ですので、細心の注意を払ってください。

送信機外観

ケースに入れた送信機（前面にはＬＥＤと専用レンズ）　　　背面（オーディオ入力）
レンズには放射角度１０度の物を使用しました。

受信部

　受信の復調部にはオーディオ用のヘッドホンアンプ（無改造）を使用しました。
受信のセンサー部にはＬＥＤを使用する事としました。
（ＬＥＤで受信する方法は、ＪＡ１ＡＴＩ逸見さんから教えていただきました）
まずはヘッドホンアンプのライン入力端子に単にＬＥＤを付けて復調をしてみました。
はじめは直径３ｍｍの高輝度ＬＥＤで実験しましたが、感度が低く数ｃｍの通信しか出来ませんでした。
そこで送信機に使用した大型の高輝度３ＷＬＥＤを受信部に使用すると、感度が高く音質も良好に復調できました。
しかし裸のＬＥＤではあまり通信距離は伸びなかったので、１５０円のＬＥＤ用レンズを、送信機、受信機に付けてみました。放射角度は１０度の製品を使用しました。
そうするとレンズの効果が有り、大幅に通信距離が伸びました。
こんな簡単な実験で、室内で何とか５ｍ以上の通信が可能になりました。

送受信部に使用したパワーＬＥＤ

更にパワーアップ

　そこで送信のゲインを上げていくと、光パワーは強くなりましたが、音は歪んでしまいます。僅かに通信距離は延びた感じがしましたが、この調整が送信距離にも関係してくるようでした。
今度はバイアス電流を多く流してみましたが、送信距離の改善にはあまり関係ありませんでした。

虫眼鏡でパワーアップ

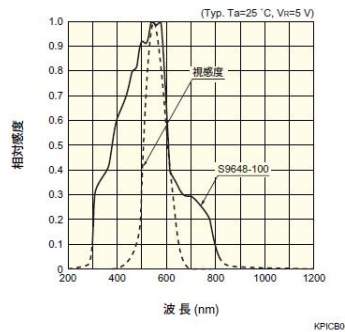
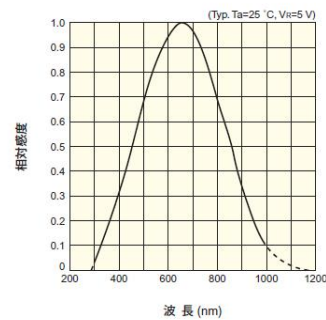
　当然のことながら、レンズの効果は絶大で、まさに無線のアンテナと同じでした。
手持ちの拡大レンズで受信側に使ってみると、音量が何倍にも上がりました。
口径の大きなレンズは、まさに大きなパラボラアンテナの様でありました。
ただし手持ちでの実験は焦点を合わせるのが結構大変でした。
赤色の光が見えるので、電波よりは調整が楽です。

問題はレンズのＦ値

　レンズのＦ値は、パラボラアンテナで言えばＦ／Ｄ比であります。
一般的な大口径の光学レンズはＦ値が大きく、天体望遠鏡などではＦ値は１０程度あります。　Ｆ＝焦点距離÷レンズ口径
少ないものでもＦ値は６程度あり、ＬＥＤの放射角度が問題になってきます。
今回使用した裸のＬＥＤの放射角度は１２０度です。
これに合うレンズのＦ値は約０．３となります。現実的な値ではありません。
現実的には、Ｆ値は少なくても４以上が理想的で、Ｆ４での輻射角度は約１４度になります。
自由にレンズ加工が出来れば、解決出来るのかもしれませんが、光学設計を考えないと良い結果が得られない可能性が有ります。
カメラレンズの様な複数のレンズ構成の光学系が必要になりそうです。
光学パラボラミラーを使用しても良いかもしれませんが、大きくてＦ値が小さい物は非常に高価であり尚且つ重たいので、これも難しそうです。
光学レンズも１０ｃｍを超えると非常に高価で、Ｆ値が小さい物は殆んど無いのが現状です。
フレネルレンズは安価で大きな物がありコストパフォーマンスに優れています。
但し、軽くて柔らかいので、丈夫な枠を製作しなければなりません。
また、さすがに精度は光学レンズに比べて悪くなります。

受信部の改良

　実験の当初は秋月電子のキット基板を使用しましたが、ノイズも多く、音質も良くありませんでした。
そこで、先ほど記載しました通り、高輝度ＬＥＤを受光部にして、ヘッドホンアンプで増幅して受信していました。
高輝度ＬＥＤも何種類か試しましたが、秋月電子で販売している３Ｗの赤色パワーＬＥＤが感度もよく、音質もよく受信する事ができました。
それでも、やはり感度はもう一つ欲しいところです。
そこで、フォトダイオード「Ｓ９６４８－１００」を受光素子にして、トランジスタで増幅して、２段目にヘッドホンアンプで更に増幅する方式にしました。
このフォトダイオードは先ほどの秋月電子のキットにも採用されている受光素子です。
フォトダイオード内部にアンプが組み込まれており、高感度なフォトダイオードです。
さすがにＬＥＤよりは感度が良くなったのですが、どうも音質が良くありません。
また、蛍光灯の５０Ｈｚのノイズを盛大に拾います。
夜の実験ではあまり支障が無いのですが、部屋の電気をつけるとノイズが盛大に聞こえます。(蛍光灯が点滅している事が良く解ります。)

Ｓ９６４８－１００のデータシートを見ると、最大感度が５６０ｎｍです。
赤色ＬＥＤの発光は６２５ｎｍ付近なので、Ｓ９６４８－１００では感度が最大感度値の０．３程度の値になってしまいます。
今まではこの辺で妥協していたのですが、データシートを色々と見ていくうちに、「Ｓ７１８３」が良さそうだと思いました。
そこで、フォトダイオードを「Ｓ７１８３」に変更して回路を組み直しました。
どちらのフォトダイオードの感度が良いのかはデータシートからは解らなかったので、まずは実験して決めようと考えました。
結果的には、Ｓ７１８３はとても良くて、最大感度が６５０ｎｍ付近で、更に分光感度曲線もフィルターをかけたような山型なので、蛍光灯のノイズもかなり低くなりました。
また、感度も音質も良く受信する事が出来ました。

Ｓ９６４８－１００　　　　Ｓ７１８３

（浜松ホトニクス　データシートより）

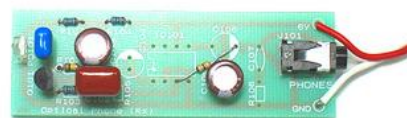
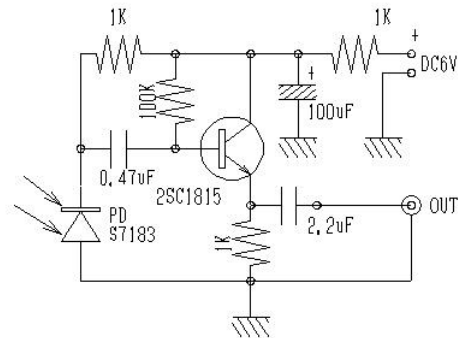
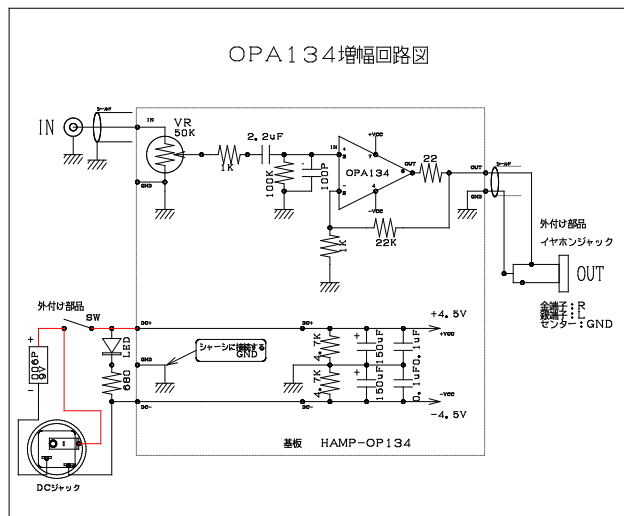
更に高感度にするには、受光部の素子を高感度な製品に交換する方法が有ります。

・　ＡＰＤ　アバランシェフォトダイオード（avalanche photodiode）
・　ＰＭＴ　光電子倍増管（Photomultiplier Tube）

などですが、何れもとても高価な素子です。いつかは試してみたいと思います。

受光素子基板

上：秋月電子キット基板
（Ｓ９６４８－１００）

下：改造Ｓ７１８３受光基板
（ＩＣは使用しないでジャンパー）

フォトダイオード前段アンプ回路

ＯＰ１３４オペアンプ受信増幅回路

- ・抵抗は金属皮膜抵抗 1/4W
- ・コンデンサーはフィルムコン 50WV
- ・ケミコンはオーディオグレード

＊回路は一部を省略しています。

これから先

ここまで赤色ＬＥＤを使用した可視光通信の実験をして来ましたが、これからは更に長距離通信を目指して光学系の選定、更にはトランスバーター化、更には高速変調やデータ変調など、実験できるテーマが数多く有ります。

ＬＥＤを使用した通信実験は、昔のガンダイオードを使用した通信実験を思い出します。

まだアマチュア無線の免許がない方にも、マイクロ波通信の入り口としても、科学教材としても、ＬＥＤ可視光通信お勧めできる実験です。

ほんの数千円から実験できますので、ぜひ一度は試してみては如何でしょうか。

参考文献：

赤色ＬＥＤによる光空間通信　ＪＡ１ＡＴＩ

レーザー光空間通信にチャレンジ」光ワイヤレス・マイク送受信機取扱説明書　秋月電子

浜松ホトニクス　Ｓ９６４８－１００、Ｓ７１８３　データシート

２０１３年１０月　　７Ｌ１ＷＱＧ　荒井義浩

空間光通信の受信器（2）　～アバランシェフォトダイオード～

福島誠治　JH6RTO

はじめに

２０１２年のレポートのお約束どおりにアバランシェフォトダイオード（APD）について書きます。アバランシェダイオードについては、ツェナーダイオードと一緒に勉強していることと思います。アバランシェは雪崩（なだれ）の意味です。大きな逆バイアス電圧をかけたダイオードに突然大きな電流が流れるという使い方です。APDもアバランシェダイオードも同様にこの雪崩状態を使用します。アバランシェダイオードは電源の標準電圧として使用されますが、APD は通常の PN（PIN）フォトダイオード（PD）より高感度な光受信器として使用されています。

今回も分かりやすさを優先して書きます。多少正確さに欠く部分もあります。ご容赦下さい。

アバランシェフォトダイオードの構造と特徴

APD の断面を図１に示します。普通の PN（ＰＩＮ）―PD と極端には違いません。ｎ型半導体基板の上にｐ型層を積層して、PN 接合を作ります。見慣れないかもしれないのが、ｐ$^{+}$型やｎ$^{+}$型層。通常のｐ型やｎ型よりそれぞれアクセプタやドナーを多くドーピングしたのが、ｐ$^{+}$型やｎ$^{+}$型層です。APD では通常より多く不純物をドーピングします。APD では高い電圧や大きな電流が一か所に集中しないように、ｐ$^{+}$型層を丁寧にボウル状に整えてあります。反射防止膜は PD や太陽電池にでもコーティングしてあるものです。詳細は後半に書きます。

次に PN（PIN）－PD と APD を表１で比較します。PN（ＰＩＮ）―PD では１個の光子が入射すると、最大で１組の電子－正孔対が発生します。この状態で、得られる光電変換効率はおおむね１A／W です。１W の光入射に対しておよそ１A の光電流が流れます。現実の光の強さで言えば、１mW の入力に対して約１mA ということになります。APD では１個の光子が１組の電子―正孔対を発生させ、その後これらの荷電粒子が次つぎと新たな電子－正孔対を発生させます。このときの利得は増倍係数（M値）と呼ばれます。光ファイバ通信用受信器では M＝１０程度で使用されます。これで、APD は PN（PIN）－PD より高感度になることがお分かりかと思います。

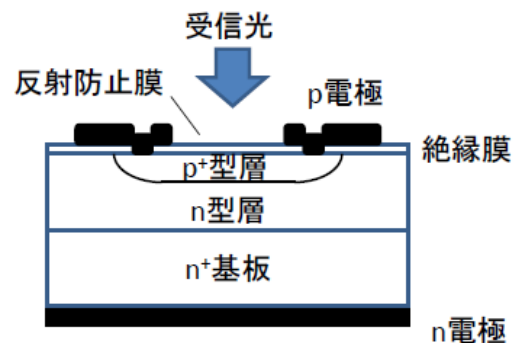



図１　APD の断面図

高感度の代償は PD への印加電圧です。PN（PIN）－PD は低速であれば（例えば赤外線リモコン)、外部バイアスなしでも使用可能です。高速応答が期待されるときは数 V の逆バイアスが印加されます。APD では降伏電圧の近くに逆バイアスを印加します。すなわち数十 V の逆バイアスです。PN（PIN）－PD であれば、その回路の他の電源を借用した設計ですみますが、APD 光受信器では APD のための昇圧回路が必要になります。また、強い光が入射した場合に過電流を防止する目的で保護抵抗を APD に直列に入れます。

APD の素子構造は複雑であり、流通量も少ないため、PN（PIN）－PD より高価です。

アバランシェフォトダイオード光受信器

図２の APD の動作点および図３の APD 光受信器を用いて、受信器の構成を説明します。降伏電圧より順バイアス側に高い電圧側では APD も PN（PIN）－PD と同じように振る舞います。受信光のない場合の I-V 曲線は電子工学の教科書のとおりです。降伏電圧以下の電圧では急激に大きな逆方向電流が流れます。APD では、降伏電圧の近く、やや順バイアス側にバイアスしておきます。

PD に受信光が入力されると、図２の破線のように光電流が逆方向に流れます。比較的低インピーダンスの負荷抵抗を APD と直列に入れておくと、負荷線は図２の一点鎖線のようになります。雪崩効果によって光電流は何倍にも増幅されます。バイアス

表１　PN（PIN）接合ダイオードとアバランシェフォトダイオードの比較

	光電変換効率	電源電圧	保護抵抗
PN(PIN)フォトダイオード	1A/W程度	数V（マイナス）	不要
アバランシェフォトダイオード	10A/W程度	数十V（マイナス）	必要

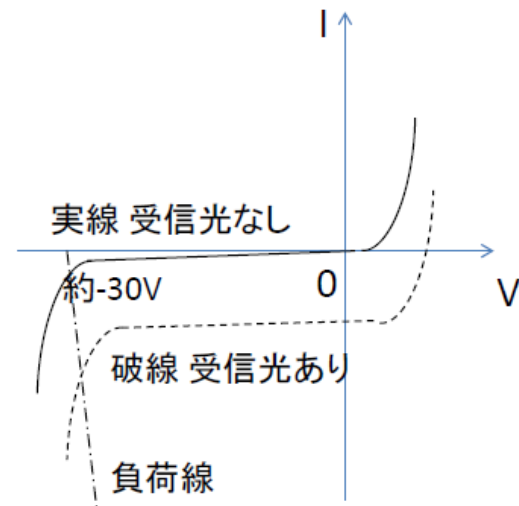



図２　APD の動作点

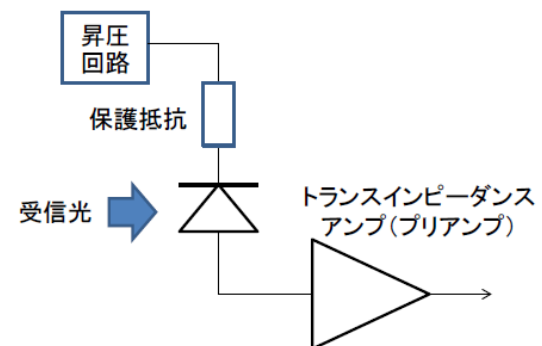



図３　APD 光受信器のブロック図

点は M=10 位で使用されることが多いです。欲張ると過剰電流によって、素子破損のリスクが高まります。

M値の設定では雑音にも注意しなければなりません。光電流はM値に比例して大きくなります。雑音電流はM値の１．５乗に比例します。M値を上げると、平均雑音電流は光電流よりも大きな率で大きくなります。この点でもM値の設定には注意が必要です。

APD の他に増幅効果があるデバイスとしてフォトトランジスタ（PTｒ）をご存じでしょう。PTｒも素子単体で増幅効果があり、フォトカプラでよく使用されています。PTｒはフォトダイオードとトランジスタを合体したモノリシック集積回路です。トランジスタで利得を得ますが、利得の分だけ応答速度が遅くなります。光ファイバ通信の世界では使われていないと思います。

さて、光受信器として組み上げるには、図３のように昇圧回路、保護抵抗、トランスインピーダンスアンプ（TIA）を直列につなげば OK です。必要な逆バイアス電圧が－３０V、APD の最大電流が１０mA と仮定してみましょう。１００Ωの保護抵抗があれば、－１V の電圧降下が発生します。このような計算をし、最悪の事態で APD が雪崩状態にならない条件を求めます。図３の回路ではグランドを明示していませんが、TIA のグランドへと光電流は流れていきます。さて、分野の違いで呼び名が違っていますが、TIA はアマチュア線の世界で言うプリアンプのことです。TIA を IC で済ませたい方は､「TIA　APD」で検索して下さい。

空間光通信の高感度化に APD を使いたい場合、PN（PIN）－PD と同様に波長を間違えないようにして下さい。可視光、近赤外光、赤外光などのように半導体の種類別にそれなりの種類が市販されています。

反射防止膜

光部品のことを調べると電子工学とそっくりのことがしばしばあります。半導体光デバイスで用いられている反射防止膜は、アンテナのＱマッチセクションにそっくりです。図４（ａ）はＱマッチセクションの模式図です。Z_1＝５０Ωの給電線をZ_2＝１００Ωのループアンテナに接続したいときは、電気長がλ／４の$\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$＝７１Ωの同軸ケーブルを接続すれば整合し、インピーダンスの不整合があっても電力は反射せずきちんと伝わります。実際にはこ

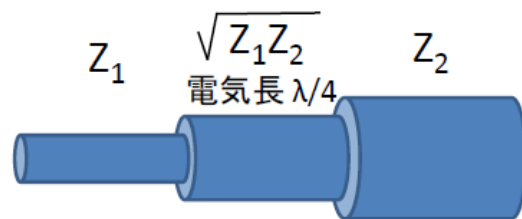
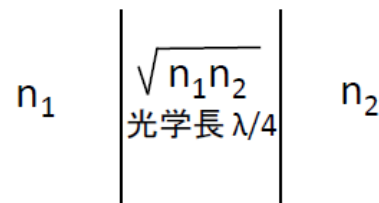



図４　Ｑマッチセクションと反射防止膜

の場合７５Ω系の同軸ケーブルが使用されますが…

　半導体光部品では話がかたいので、窓ガラスやメガネの反射防止膜で説明しましょう。空気の屈折率が１で、ガラスの屈折率が１．３～１．５です。この場合、ガラス（窓）の片面ごとに３～４％の反射が発生します。明暗差があるときに、窓ガラスを鏡の替わりに使用できる理屈です。メガネの場合は反射して欲しくないので、光学長がλ／４で屈折率が$\sqrt{(n_1 \cdot n_2)}$の薄膜がコーティングされています。n_1は空気の屈折率、n_2はガラスの屈折率です。ただし、メガネの場合は単一波長ではなく、４００～７００ｎｍの高帯域で「整合」していなければならないので、もう少し複雑な多層膜が使用されています。

　空気の屈折率は１で、半導体の屈折率は３以上にも及びますので、半導体光デバイスでは大きな「不整合」が生じます。太陽電池では太陽光が十分に太陽電池に入っていきませんし、ＰＤでは受信光が十分にＰＤに入っていきません。これを「整合」させ、全入射光を半導体の中に導くために、反射防止膜は不可欠な存在です。

まとめ

　アバランシェフォトダイオード（ＡＰＤ）の構造や光受信器のブロック図を説明しました。ＰＮ（ＰＩＮ）－ＰＤと比較して、ＡＰＤは高感度ですし、周波数特性も良好です。距離記録が飽和しているような方にはお薦めのデバイスです。印加電圧が少し高めですので、素子を壊さないように気をつけて挑戦してみて下さい。

　さらに、１ｄＢ以下の損失を気にするようになったら、レンズなどのパッシブ工学系にも反射防止対策を行ってみるといいかもしれません。

　来年こそはレーザのことを書かないといけませんね。今年も時間の都合で参加できないので、私に代わりましてレポートだけ鹿児島から参加します。

Ｍｉｃｒｏｗａｖｅ　ｔｅｓｔ　ｓｅｔ　改造

２０１３年１１月
ＪＡ３ＣＶＦ　森本　清

便利な物でも使っている内に物足りない事が出て来ました。

不便と感じていたと所

１　４７Ｇ、７７Ｇ、１３５Ｇのアンテナの切り替えが背面ＳＭＡコネクターでの付け替えだった。

２　ＩＦ出力の８ＭＤＣ受信機、１．２Ｇデジタルテレビ送受信機の切り替えが背面のＳＭＡコネクターでの付け替えだった。

３　２４９Ｇのｔｅｓｔが出来ない。

今回不便と感じていた所を改造して更に使いやすくしました。

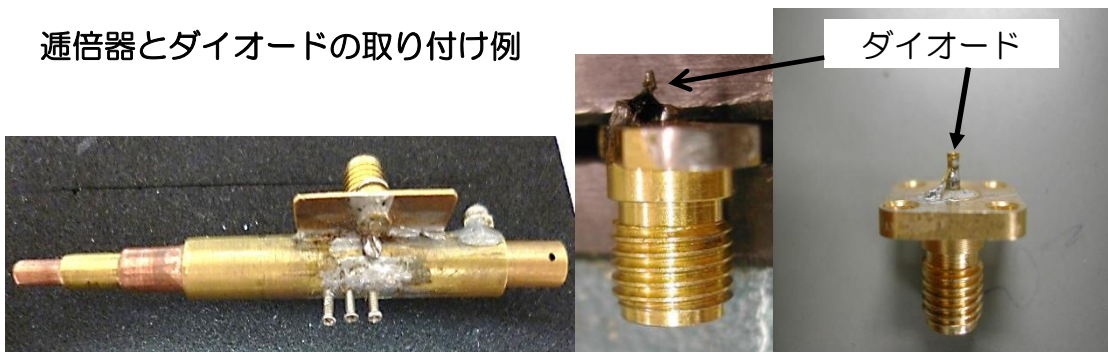
１　アンテナの切り替え作業の改善

４７Ｇ、７７Ｇのアンテナ、逓倍器が別々に成っていたのを共通に出来る様に７７Ｇ専用アンテナの放射器と逓倍器のパイプを内径３mmから４７Ｇが通る４mmに変更して作り直しました。

逓倍器は７７Ｇで最良に成る様に調整したので、４７Ｇの出力は単独より少し下がるが十分過ぎる位強く、デジタルテレビモニターでも問題なく４７Ｇ、７７Ｇのアンテナが共用出来たので、１３５Ｇとは同軸リレーを外付けで追加、リレーの保護カバーも付けました。

１３５Ｇの逓倍器までのケーブル長が変わるので、逓倍器をケーブルの長さに合わせて再調整しまた。

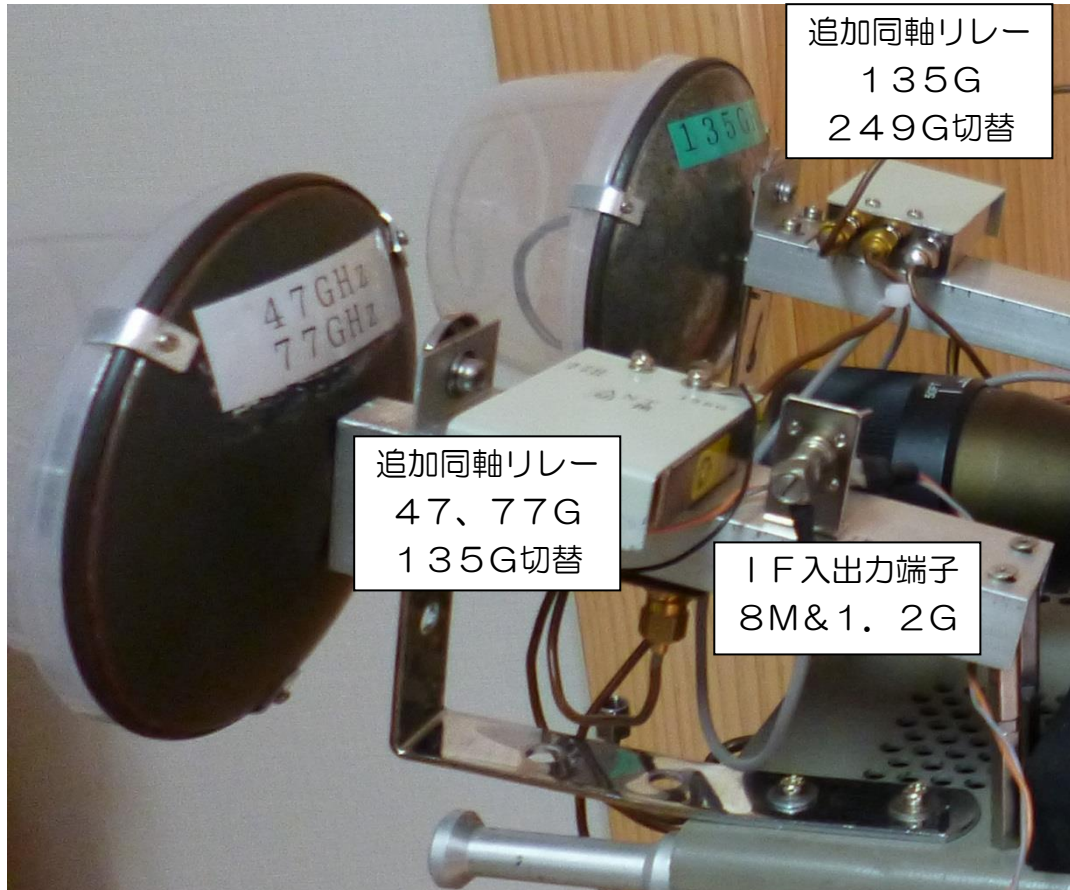
逓倍器のＳＷＲの関係か長さが変わるとダイオードへの電流が変わりました。

逓倍器とダイオードの取り付け例

逓倍器は内径５mmのパイプを基本に４７Ｇ用は４mm、７７Ｇ用は更に３mm、１３５Ｇ用は２mmを順に差し込んでいます。

コネクターの真下又は横のネジでタイオード電流が変わりました。

ケーブルに合わせて調整しています。

２　ＩＦ出力端子の改善。

ＩＦ出力はデジタルテレビのｔｅｓｔをする機会が増えて付け替えが面倒に成って来たので差し替え易いＳＭＢコネクターに変えて場所も移動しました。

３　２４９Ｇでもｔｅｓｔ出来る様に改善

２４９Ｇ用は別に作っていましたが、一緒になれば４３０Ｍ～２４９Ｇまでｔｅｓｔ出来る様に成ります。

運用周波数は関東各局に合わせて２４９０８０Ｍにしていました。

４１Ｇ帯から６逓倍では２４９０８０Ｍは作れないので、電卓を叩いて計算、一番近い周波数２４９０８４Ｍなら作れる事が判りました。

２４９０８４／６＝４１５１４

４１５１４／４＝１０３７８．５

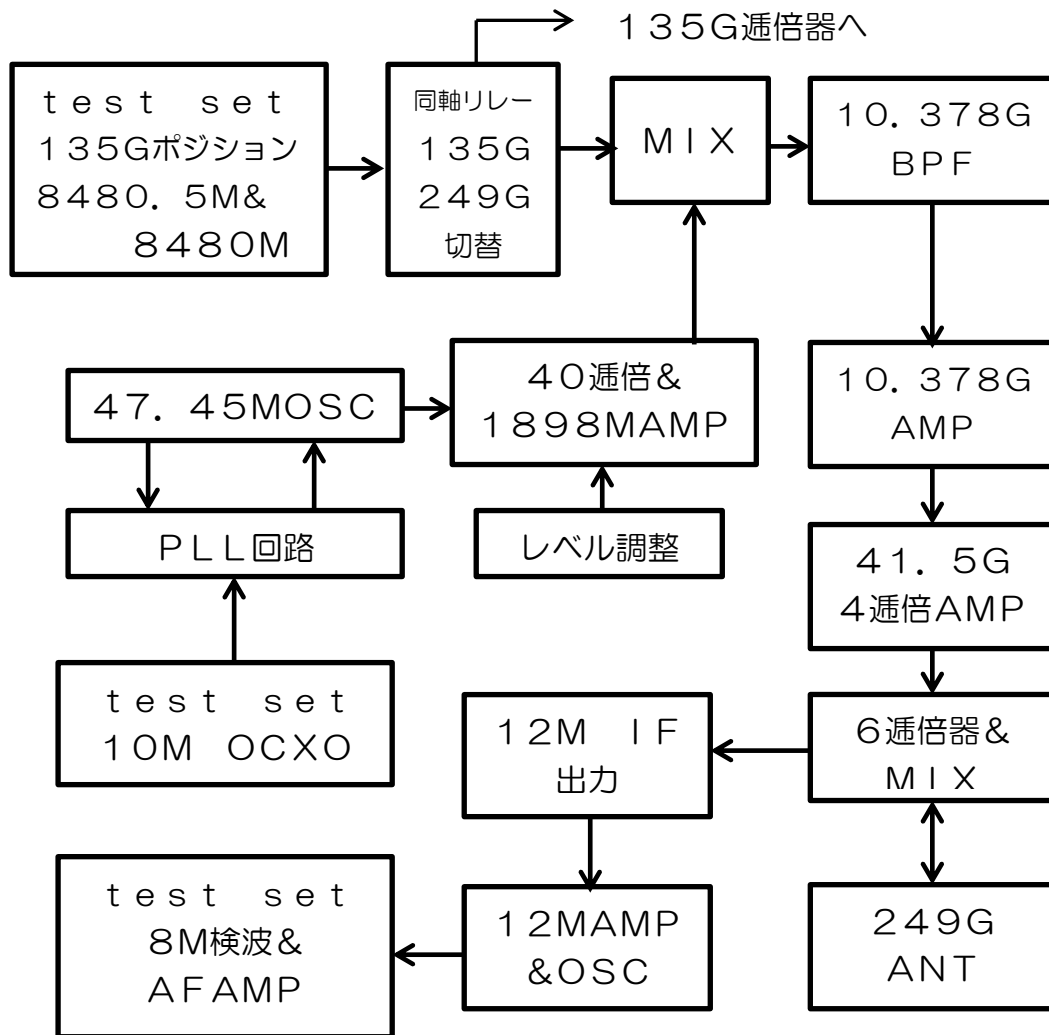
現在のｔｅｓｔ　ｓｅｔの周波数構成から１３５６８０Ｒポジションの１６９６１Ｍを使うと原発振周波数は８４８０．５Ｍとなります。

８４８０．５Ｍから１０３７８．５Ｍを作るには

１０３７８．５－８４８０．５＝１８９８

となるので、新たに１８９８Ｍを作って８４８０．５ＭとＭＩＸする。

１８９８Ｍは４７．４５Ｍ×４０で作れ、４７．４５Ｍも比較周波数１０ＫでＰＬＬが掛り１０ＭＯＣＸＯで安定した物が作れる計算。
これで２４９０８４Ｍの受信確認が出来る事に成りましたが、送信は１３５６８０Ｍのポジションを使うと原発振周波数８４８０Ｍから
８４８０＋１８９８＝１０３７８
１０３７８×４×６＝２４９０７２
２４９０８４－２４９０７２＝１２
となって、今までの８ＭＤＣ受信機は使えないが１２Ｍなら使える。
検波器、ＡＦアンプを共用すれば簡単に１２ＭＤＣ受信機が出来る。
との構想から実験しました。

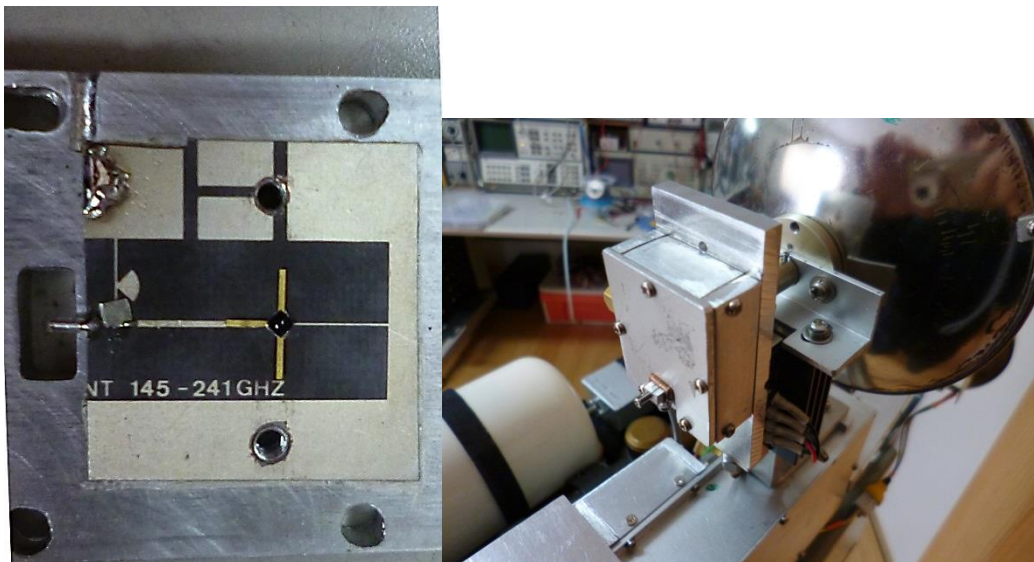
２４９Ｇ用コンバーターのブロックダイアグラム

４１．５G４逓倍AMP

３８G帯の物ですが、周波数の伸びている選別品で更に供給電圧を規格外ですが、細かく調整して４１．５Gを絞り出しました。

－５Vライン　－６．２５V　　何故か多い方が良かった。
　５Vライン　　　５．５V
　８Vライン　　　８．１V

入力のドライブも関係して多くても少なくても出力が下がるので１８９８M　AMPのレベルを細かく調整しました。
レベル調整はAMPの電源電圧を３１７Kで可変しました。

６逓倍器&MIX

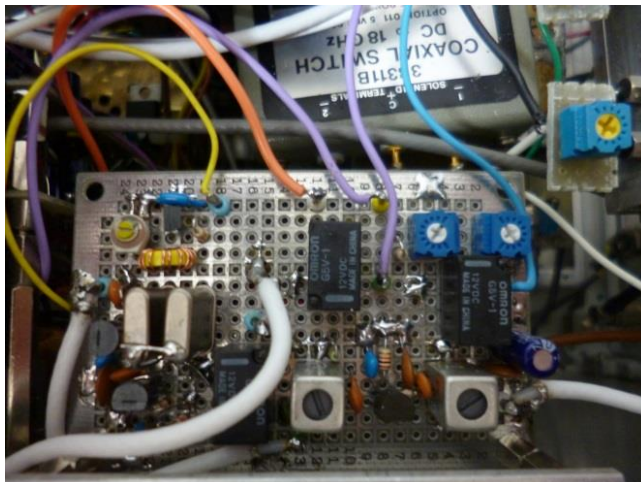
近距離でのｔｅｓｔが出来れば良いので１３５G用の基板に１４G帯と思われるMA４E２０７L－１０００のシリーズダイオードを使いました。

ダイオードのセンターを半田付けしアース側はバックショート用金具で圧接しました。
ＩＦ出力端子にテスター×１０Ωレンジ（ショート電流８mA）を接続して４１．５Gをドライブし抵抗値が最小に成る様にスタブを調整しました。
このダイオードで８０Ω位がドライブすると４０Ωまで下がりました。
１２Mへの変換はダイオードへのバイアスではなく４逓倍AMPへのドライブで変わったので､送受で最良に成る様に１８９８Mのレベルを切り替えています。
室内４m位でノイズレベルから２４～２５ｄｂで受信出来、１２M信号も十分なレベルで送信信号が確認出来ました。

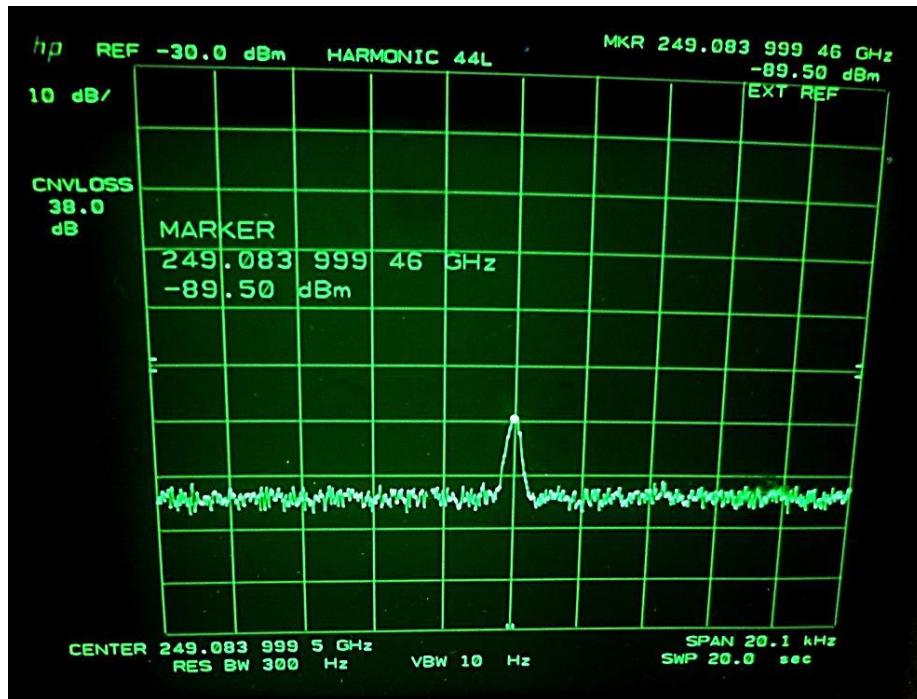
信号のＣ／Ｎも特に問題なく、ＩＤ変調音、キャリアービート音も違和感は有りません。
アンテナ保護用タッパーのロスが殆ど無いのが不思議です。
シングルビームリードダイオードを使った今までのセットより１２～１３ｄｂ出力は少ないが、室内用としては十分な性能です。

追加したコンバーター

８ＭＤＣ受信機との共用

最初検波回路に８Ｍと１２Ｍをパラに接続しましたが、２０ｄｂ程感度が悪くなったので、小型リレーで切り替えました。
局発はパラ接続でも問題なかった。
８Ｍ、１２Ｍの切り替えは２４９Ｇコンバーターから制御していますが、８Ｍ用はＮＣ回路から供給するので、コンバーターが無い時は８Ｍに切り替ります。

追加した１２Ｍの部分

ダイオードのバイアスを送受で調整するつもりでＶＲを付けましたが使っていません。
１２Ｍ水晶は２個並列接続したスーパーＶＸＯ回路で±２．２Ｋ可変出来ています。
１ＳＶ１０１の電圧は１００ＫΩを通して－１２Ｖ～＋１２Ｖまで可変しています。

２４９．０８４G出力波形

４　その他

１　当初４７G、７７Gでデジタルテレビの受信モニターが出来ると便利と考えていました。
その後、送信機能も試してみるとＭＩＸする１．２G帯のデジタルテレビ信号の出力レベルを合わせると実用に成る事が判りました。
送信レベルはユニット側で細かく調整出来ますが、通常使うレベルにして１０ｄｂＡＴＴを入れると丁度良い事が判りました。
これでデジタルテレビの送受信テストも出来ます。
１３５Gも試しましたが、残念ながら送受とも実用に成らず逓倍器等の改良が必要です。
アンチパラレルビームリードダイオードなら受信だけでも出来るかもしれません。

２　Ｓｏｌｉｌｏｃｋのリファレンスを１０Mから１００Mに変更。
これで上記のデジタルテレビの送受を安定してｔｅｓｔ出来、２４９Gの信号のC／Nも改善しました。
１００Mは１０MOCXOでＰＬＬにより安定させています。

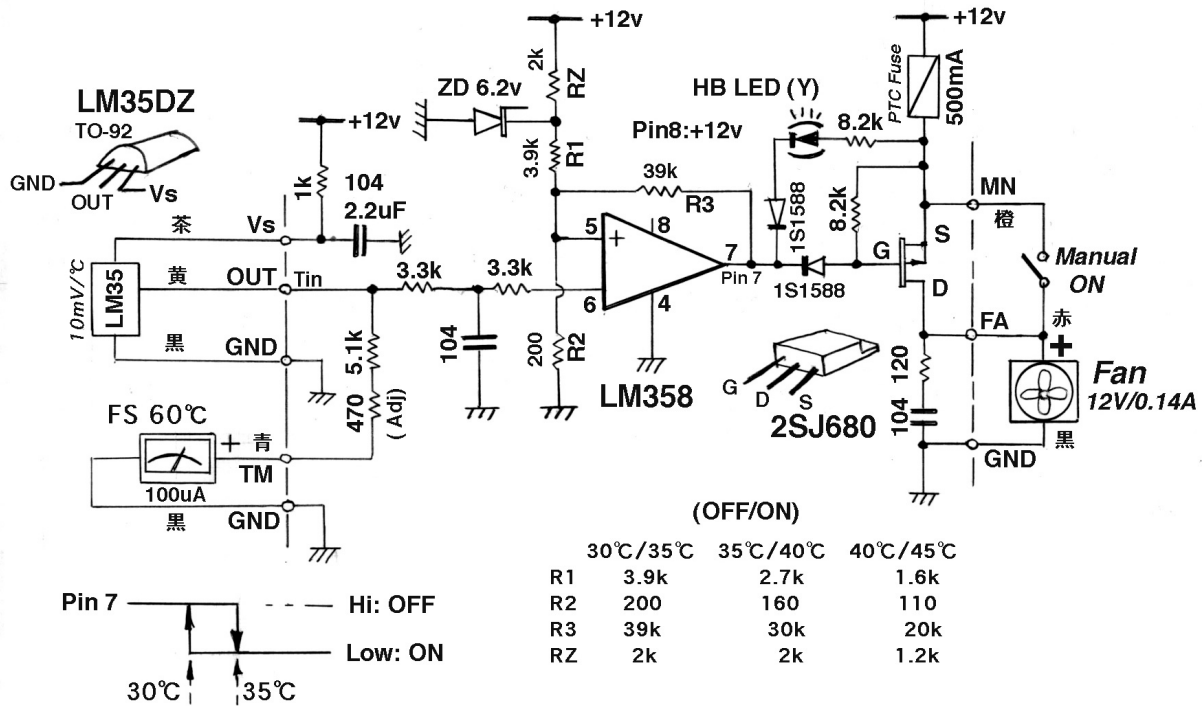
以上

移動機器用空冷フアンの自動化

JA1ATI 逸見政武　Sep 2013

　空冷フアンを適正に使用するために自動化運転を試み,これによって節電する事ができました。

＜目的＞
　最近、ミリ波帯用のパワーアンプが市販され、普及してきましたが それに伴って積極的な冷却を考慮しなければなりません。移動機器では軽量小型化が求められるので、パワーアンプの冷却には小型の空冷フアンが使用さる場合が多く、したがって電源（電池）への負担を減らすために冷却フアンの動作の適正化が求められます。

＜構成＞
　一般的な温度制御ではサーモスタットを使用する場合が多いのですが ここでは温度の表示が得られ易く、自在な温度設定ができる電子回路にしました。回路は入手しやすい部品を使い、出来るだけ簡素になるように作られています。構成は、温度測定用センサ、オペアンプを使ったコンパレータ回路、フアン駆動用の半導体スイッチから成っています。温度測定センサにはLM35DZ(TO-92)を使いました。このセンサの出力電圧は摂氏0度でゼロ電圧から +10mV/℃の温度に正比例した電圧出力があり、最大+100℃まで動作します。 くわしくは規格表を参照して下さい。
LM35DZ : http://akizukidenshi.com/download/LM35DZ.pdf
温度測定センサの外形がTO-92で、被測定物には速乾性エポキシ接着剤で取り付けます。
LM35DZの出力電圧をLM358オペアンプを使ったヒステリシス付きコンパレータによって電圧（温度）を判別しています。
今回の設定では35℃（350mV相当）以上でフアンに通電し、30℃（300mV相当）以下で停止します。他の温度の場合は図中の表示された抵抗値にして下さい。半導体スイッチのパワーFET（2SJ680）はコンパレータからの信号で動作し、冷却フアンを駆動します。付属として、パネルメータによって温度表示（0〜60℃ ）をしています。
手動スイッチ（Manual ON）は温度によらず強制的に換気ができます。
また、このスイッチを適正な抵抗器に置き換えると、常に低速の換気となり、設定温度になるとフアンを全速回転にする事もできます。
2SJ680 : http://akizukidenshi.com/download/2SJ680.pdf

＜結果＞

この回路は 校正や調整の必要が無く、とても簡単です。消費電流はファンの待機状態で4mAぐらいでした。また、チャタリングの無い 安定した動作を確認しています。

＜今後＞

期待した結果を得る事ができましたが、ファンが故障した場合の対処がなされていません。異常に温度が上昇した時には、自動的に電源を遮断するか、回転モニタ付きのファンを使い、より安全なシステムにする必要があります。また、この回路のアプリケーションとして Rb リファレンスや OCXO の使用環境（温度）の適正化が図れます。

Sep 2013 JA1ATI

低電圧領域で電圧降下の少ない電圧安定化電源

JA1ATI 逸見政武　　Sep 2013

説明：

従来のミリ波/マイクロ波用のトランスバーター用電源は鉛電池の、+12V用に作られているものが一般的でしたが、最近の電源（蓄電池）は鉛電池の12Vの他に、リチウムイオン電池を使われてきました。リチウム電池は4cell型では13.2Vや14.4Vとなり、充電の直後では17Vぐらいと、電圧範囲が広くなってきました。そこで、これらに対応できる安定化電源回路の必要性が生じてきました。安定化電源回路に要求される特性は、電圧の安定化と設定電圧以下の低電圧領域では順方向の電圧降下をできるだけ少なくすることが求められます。
この回路の特徴は、出力電圧を12.5Vに設定した場合は、入力電圧が12.5V以上の時は出力(Vout)を12.5Vに安定化し、入力電圧が12.5Vに満たない場合の出力電圧は、入力電圧(Vin)ー30mV ぐらいと、極めて少ない電圧降下になっています。シリースに使用される2SJ334は、規格表によるとON抵抗は29mΩ標準とありますので2SJ334を2個並列で使いますから3Aの時の電圧降下は40～50mVになる可能性があります。また、温度が上がると抵抗値が上昇しますから、冷却に注意します。

回路：

回路はオペアンプを使用せず、できるだけ簡単な構成にして、費用を抑え、高い信頼性を得ています。安定化範囲での出力電圧(Vout)は、VR-1kがゼロの時は、ツエナー電圧(Vz)+ゲート電圧（Vg）で決まります。Vz=10V、2N7000の場合はVg=2.3Vですから、Voutは約12.3Vとなります。VR-1Kを増加させるとVoutは上昇し、その変化範囲はおよそ0.5Vです。ここでは12.5Vに設定しました。2つの2SJ334（TO-220類似）は発熱しますので同一の冷却板に取り付けます。
この安定回路には過電流保護の機能がありませんから別途考慮が必要です。
2SJ334は東芝製, 2N7000はFAIRCHILD製で,秋葉原で調達（通販）できます。

2SJ334:　http://akizukidenshi.com/download/2sj334.pdf
2N7000:　http://akizukidenshi.com/download/2n7000.pdf

結果

　試作回路での結果をFig-1,2に示しました。Fig-1は出力電流(Iout)が3Aの時の入力電圧に対する出力電圧の特性です。

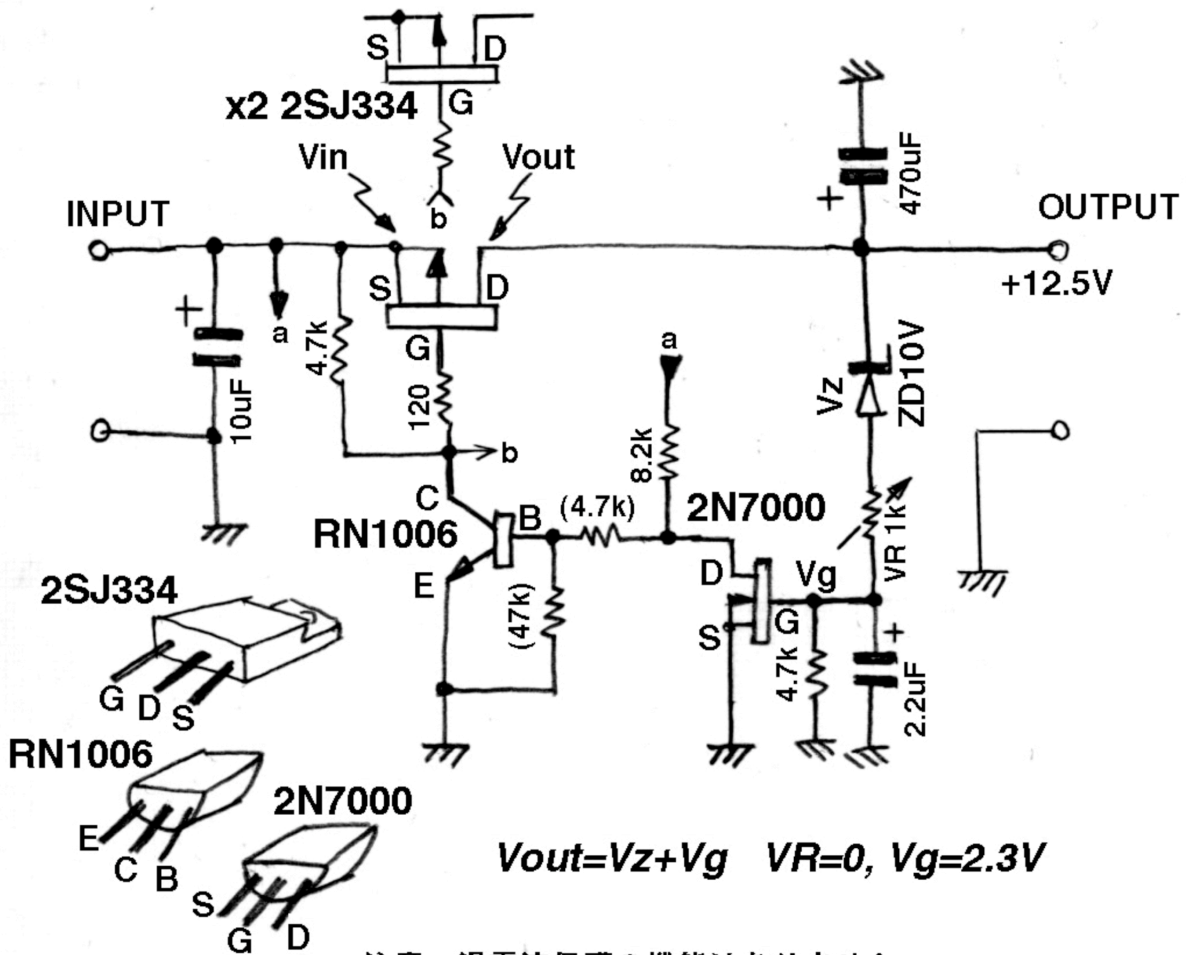
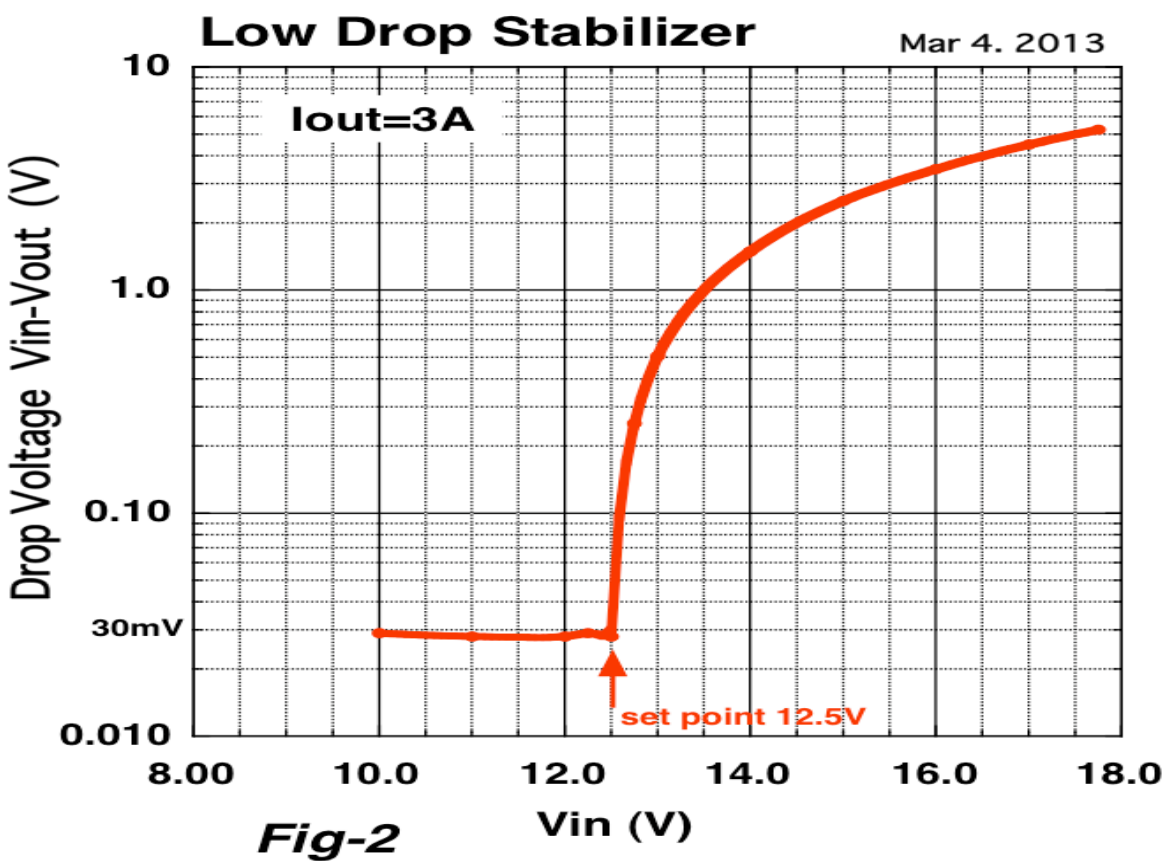
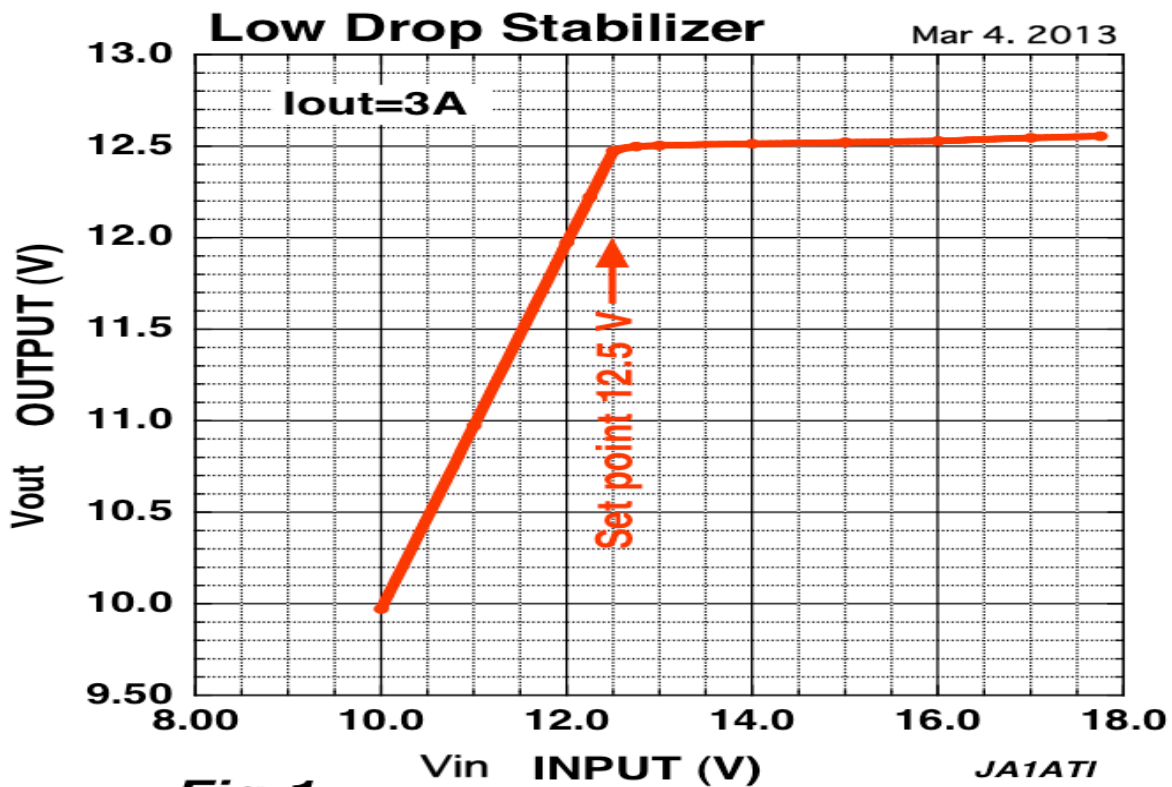
Fig-2は、入力電圧に対するシリースFETのソースとドレイン間の電圧降下を示した特性で、出力が3Aのとき、低電圧領域の電圧降下が約30mVときわめて低損失であることが判ります。抵抗値換算では10mΩとわずかで、これは3Aの鉛ヒユーズよりはるかに低い値です。

Low Drop Stabilizer
Mar 4. 2013
Iout=3A
Vout OUTPUT (V)
13.0
12.5
12.0
11.5
11.0
10.5
10.0
9.50
8.00
10.0
12.0
14.0
16.0
18.0
Set point 12.5 V
Vin INPUT (V)
JA1ATI

Fig-1

Low Drop Stabilizer
Mar 4. 2013
Iout=3A
Drop Voltage Vin-Vout (V)
10
1.0
0.10
30mV
0.010
8.00
10.0
12.0
14.0
16.0
18.0
set point 12.5V
Vin (V)

Fig-2

ＮＦ計の製作と測定周波数範囲の拡張について

ＪＲ３ＪＬＬ　岸本　忠士

表題のとおりＮＦ計（キット）の製作と周波数拡張にチャレンジ致しましたので以下のとおりレポートさせて頂きます。

１）キット発注の経緯

自作可能なＮＦ計としては、故後藤 OM（JA1AUH）が発表されたものが有名で多くの方が製作し現用されているようでしたので、当初は同じものを製作しようとしていました。2010 年 11 月に EME 関係の会合に参加したおり「製作するなら故 DJ9BV が DUBUS に発表しているキットを製作してはどうか」との助言を受けネットで検索したところ DUBUS 関連のキット類の一覧表（PFD 形式）が見つかりました。

各種キット及び部品の一覧表は 2008 年版と 2010 年版があり各キットの名称と金額、加えて担当者と思われる方のコールサイン（DC3XY）とメールアドレスも記載されておりましたのでメールで連絡を取りました。

数回のメールのやり取りの後、購入する部材を決定しローカル局の分も含めて２セット分を 2010 年 12 月初旬に発注しました。ドイツの郵便局？を 12 月中旬に発送してくれたようで同月下旬（年末）に次ページのような小包が到着しました。

左側がドイツから到着した小包。右側が中身です。（私のキットの写真ではありませんが内容は同じです。中央上少し右に写っているのが、品切れ？の多段ロータリースイッチです。このスイッチ部分をリレーに置き換えました。）

２）周波数拡張計画

今回のキット限らず昔から業務にも使用されてきた高性能な NF 計も直接測定が可能な周波数は１波乃至数波のものが多く、周波数コンバーターを併用することが前提となっていたようです。(AILTECH75、HP340、HP342 等その他）その後コンバーターを内蔵し使い勝手を向上させた機種（AILTECH2075、HP8970A/B）が登場しました。

そういった経緯に倣って NF 計製作時にはコンバーターを内蔵し利便性を向上させ、更に高い周波数の測定も可能とするべく外部コンバーターの製作も視野に入れて計画することにしました。

〖仕様〗

測定周波数範囲

本体のみ		10MHz － 1600MHｚ 1MHz ステップ
外部コンバーター併用時１	13cm バンド	2300MHz － 2500MHｚ
２	6cm バンド	5770MHz ± 30MHｚ
３	3cm バンド	9900MHz － 10600MHz

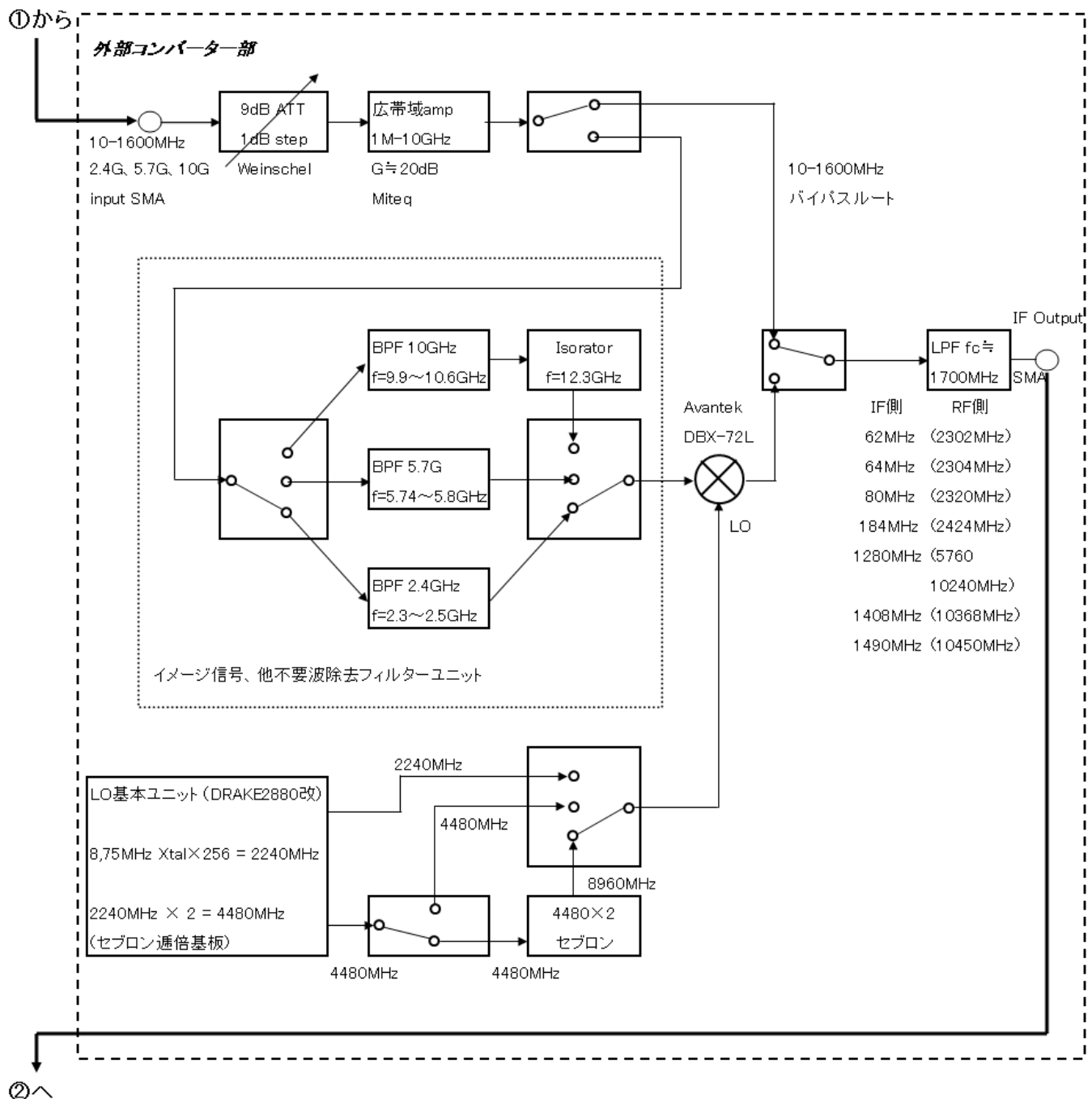
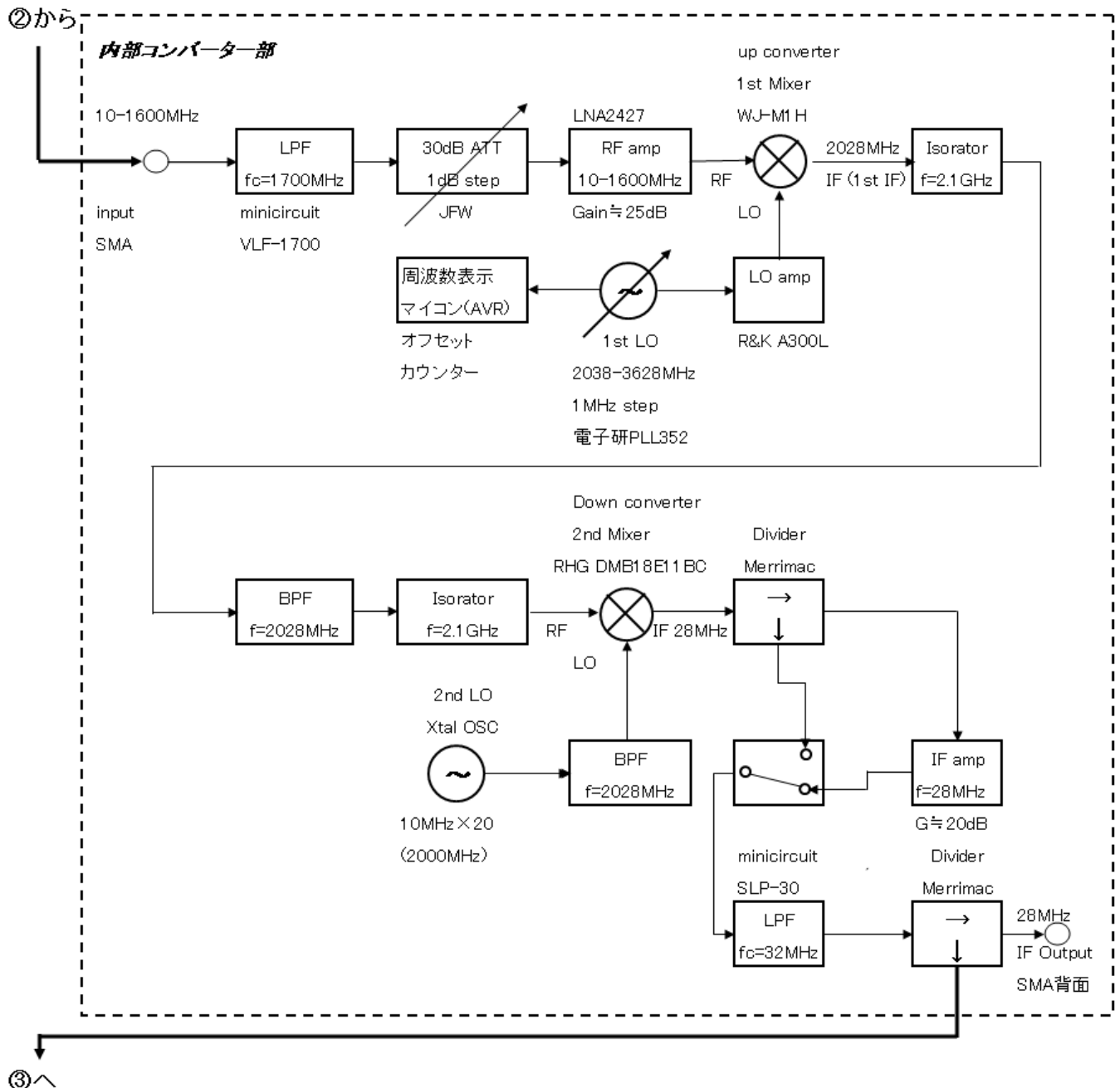
※ 上記外部コンバーターは製作を容易にするため構成を出来るだけ簡素なものとし周波数変換用 LO の周波数をトランスバータにも良く用いられる 2240MHz 採用し（DRAKE2280 改)、その基本波と逓倍波（×２及び×４）を使用することとしました。

※ 周波数構成は以下の通り

測定周波数	LO 周波数	LO 逓倍次数	IF 周波数
2302MHz	2240MHz	1	62MHz
2304MHz	2240MHz	1	64MHz

2320MHz	2240MHz	1	80MHz
2424MHz	2240MHz	1	184MHz
5760MHz	4480MHz	2	1280MHz
10240MHz	8960MHz	4	1280MHz
10368MHz	8960MHz	4	1408MHz
10450MHz	8960MHz	4	1490MHz

3）ブロック図

『外部コンバーター』

『内部コンバーター』

信号の流れの都合で外部コンバーターが一番先頭になってしまいましたが、外部コンバーターの特徴として

1－入力部に可変 ATT 及び広帯域アンプを搭載。（ゲイン補償及び飽和対策）

2－周波数変換時に発生するイメージ及びその他の不要波を除去するための各フィルターを設置。

3－上記に加えて次段（内部コンバーター）へ 10‐1600MHz 以外の信号の侵入を極力除去するため出力部　に LPF（fc≒1700MHz で基板型の取り外し品利用）を設置。（後段の内部コンバーターの入力部にも LPF を入れているので 2 重になっている。）

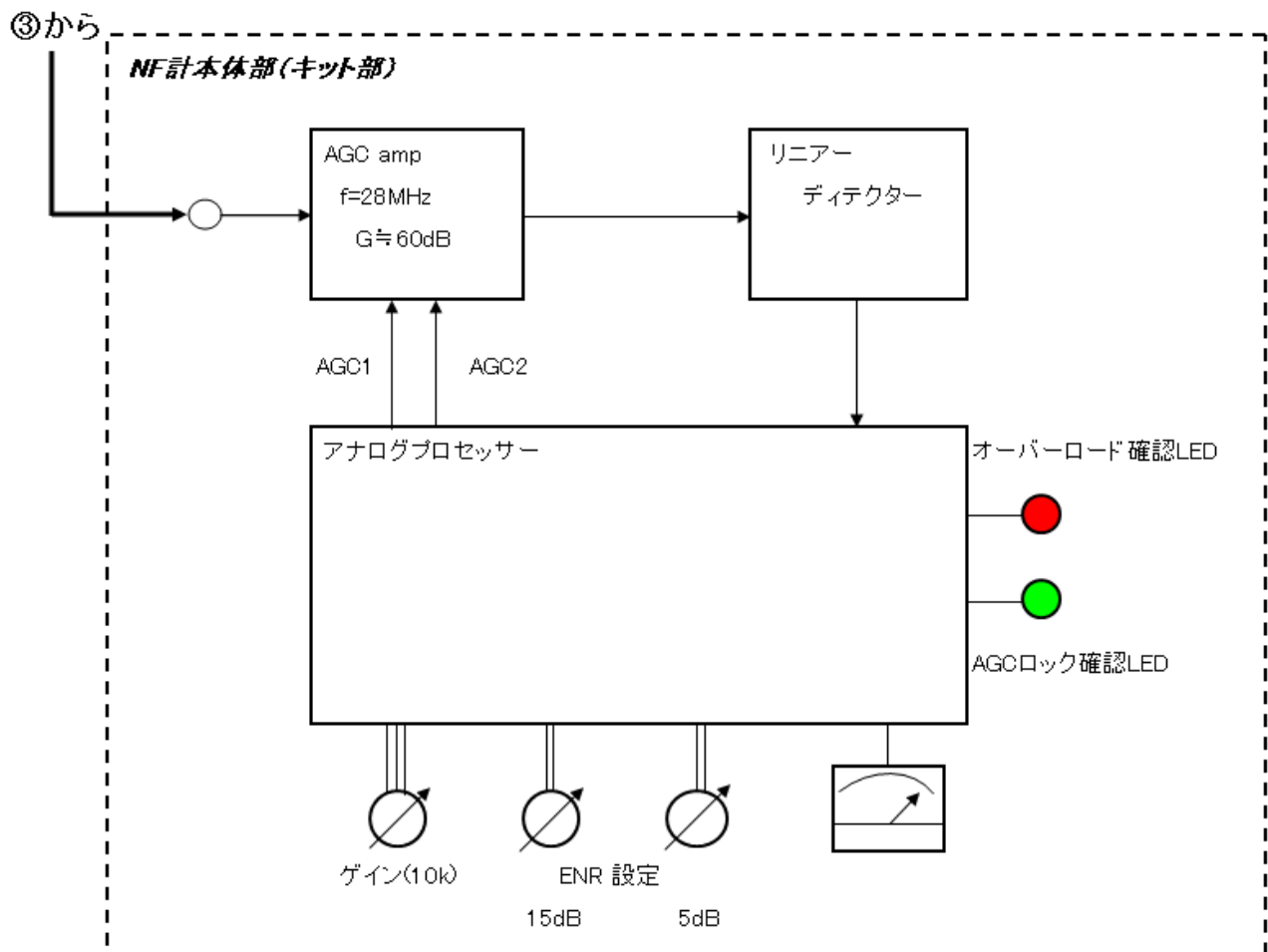
4－この LO 周波数では入力される RF 周波数から変換される IF 周波数の多くがアマチュアバンドから外れるが、次段の内部コンバーターの入力範囲が 10－1600MHz（1MHz ステップ）で対応可能なであるためこの構成を採用。（LO の簡素化）

内部コンバーターの特徴

1－周波数変換を2段（ダブルスーパーヘテロダイン）としてコンバーター部の構成を簡素化した。(因みに有名な8970シリーズはトリプルスーパーヘテロダイン)

2－イメージ信号及び不要波の侵入を極力除去するため最初の変換をアップコンバートとし 1stIF を2028MHzとし､その後2000MHzのLOとミキシングして2ndIFとして28MHzを取り出している。(8970シリーズ等のNF計及び多くのヘテロダイン式のスペアナのフロント部分と同じ方式)

3－1stLOとしては周波数構成上2038～3628MHz（計測周波数は10～1600MHｚ）の範囲を1MHzステップで発生出来る信号源が必要となり、以前他の用途で使用実績のある電子研の「ぴるる」を採用した。（広い周波数範囲を細かいステップで可変可能な発振器を自作することはかなりの手間を要し、また能力的にも難しいため「ぴるる」を採用)

『NF計キット部（御本尊？)』

上図がキットを製作し相互に必要な配線を行ったブロック図で今回のNF計の心臓部になります。前述のとおり、このままでは直接扱える周波数が 28MHｚ（オリジナルは 29MHｚ？）のみとなります。前掲のブロック図全体の構成をとることにより 10－1600MHz（周波数設定1MHz ステップ）及び上位バ

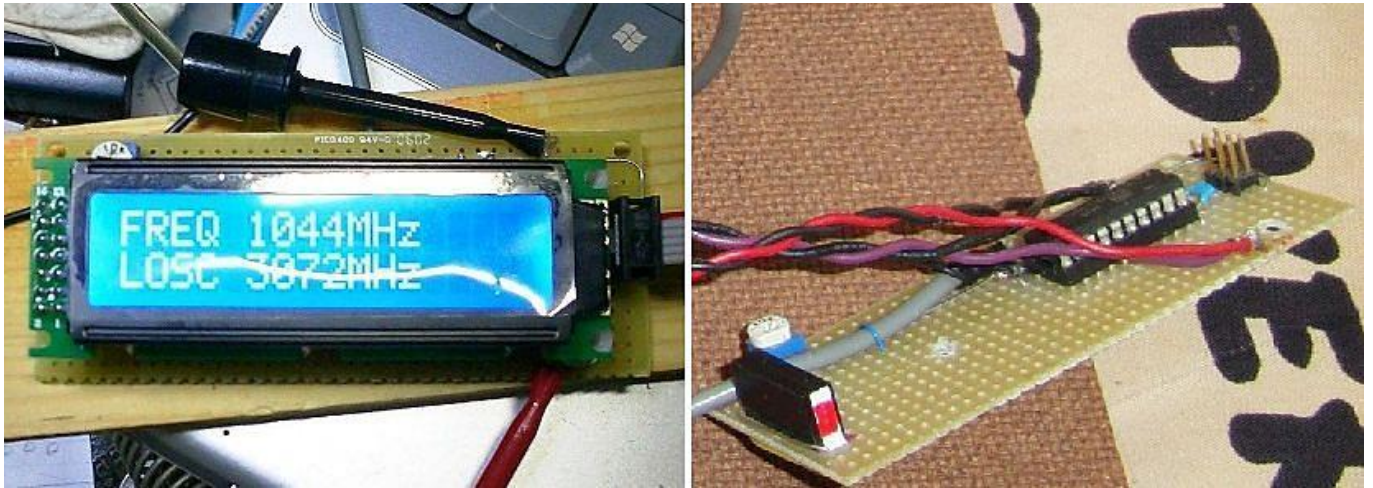
ンドである 13cm バンド（2.3－2.5GHz）、6cm バンド（5.74－5.8GHz）、３cm バンド（9.9－10.6GHz）の周波数範囲をカバーしています。（上位バンドの周波数範囲は外部コンバーターブロック図に記載のイメージ等除去のための各バンド用フィルターの周波数通過帯域による制限です。）

イメージ除去効果確認のため信号源から各周波数の信号とそれぞれのイメージにあたる周波数の信号を入れて出力を観測比較し効果の程を測定してみました。（SG から外部コンバーターに本来の周波数とその周波数に対するイメージ周波数の信号を約－30dBm のレベルで交互入力し、その時の各 IF 周波数をスペアナで観測しました。）

RF [MHz]	LO [MHz]	IF [MHz]	イメージ [MHz]	RF 印加時 [dBm]	イメージ印加時 [dBm]	除去 [dB]
2302	2240	62	2178	-29.0	-44.0	15.0
2304	2240	64	2176	-28.5	-44.5	16.0
2320	2240	80	2160	-25.5	-48.9	23.4
2424	2240	184	2056	-25.3	-59.5	34.2
5760	4480	1280	3200	-26.5	-114.0	87.5
10240	8960	1280	7680	-32.8	-99.6	66.8
10368	8960	1408	7552	-37.3	-112.0	74.7
10450	8960	1490	7470	-34.7	-112.3	77.6

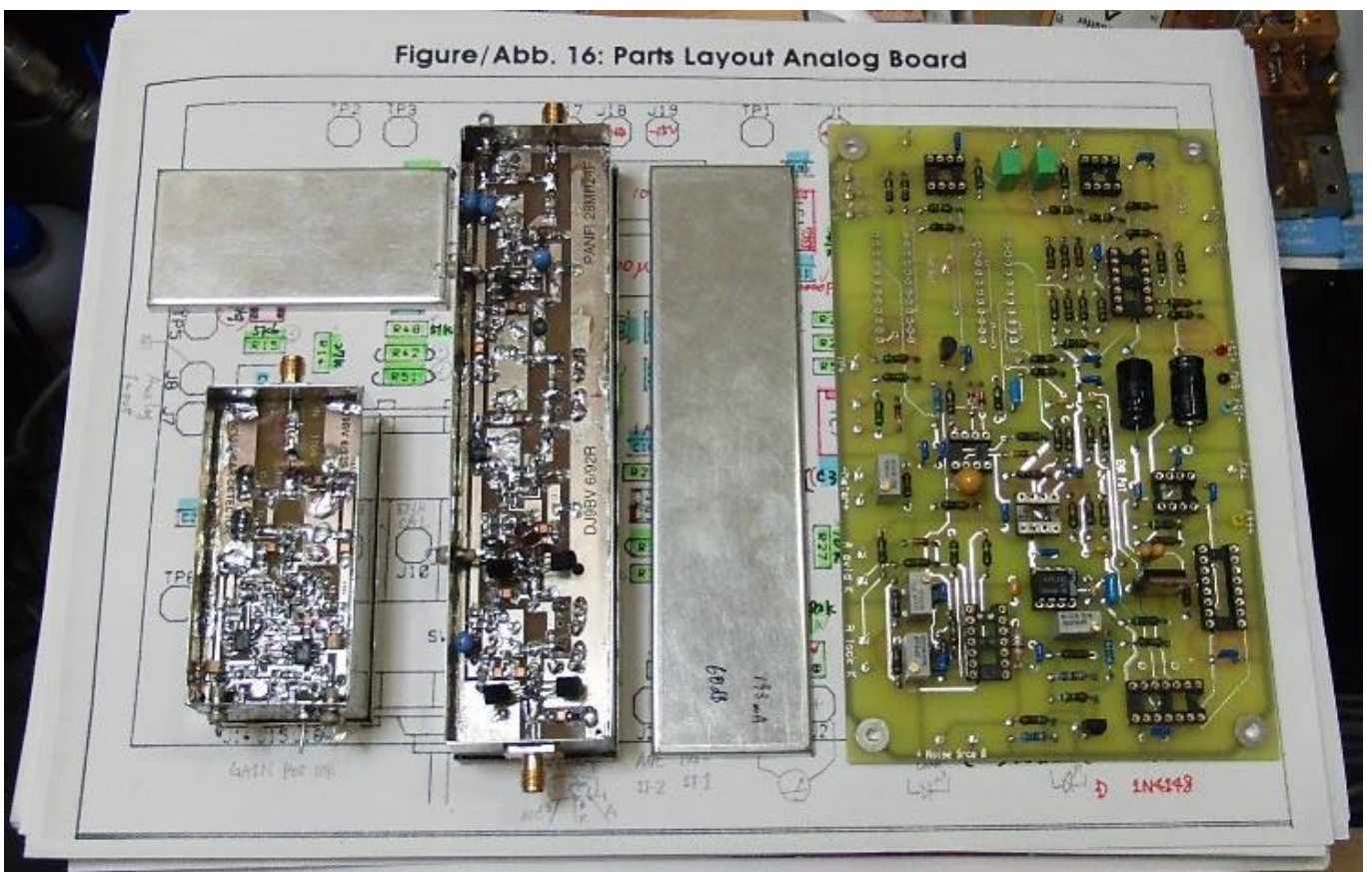
結果は以上のとおりで 6cm 帯、3cm 帯についてはイメージ周波数が十分離れているためフィルターによりイメージリジェクションがよく効いているようです。13cm 帯については特に 2302、2304MHz において本来の周波数にイメージ周波数が近いためフィルターが効きにくいようですが 15dB 程度の差があるため良しとしています。

『オフセットカウンターについて』

内部コンバーターの 1stLO に「ぴるる」を採用したことは前述のとおりなのですが LO の周波数は「ぴるる」の表示器で表示可能なものの、本来必要なのは計測希望周波数になります。例えば測定希望周波数を 1280MHz とした場合、「ぴるる」で発振させる周波数は 1280MHz+2028MHz(1stIF)=3308MHz となりますので「ぴるる」の表示器では 3308MHz と表示してしまいます。このままでは測定のたびに電卓等で計算し換算しなければならず、とても不便です。そこでマイコン（AVR2313）でカウントした周波数から 2028MHz を減算した数値を表示させるカウンターを製作し本体ケース前面に液晶を設置して表示させています。「ぴるる」は出力が 2 系統あるタイプのものを使用しているため片方を製作したカウンターに接続して周波数を表示しています。（次の写真左側が動作試験中、右側が液晶表示器を外したところです。）

製作したオフセット表示カウンター（周波数の例が良くないですが 1044MHz=3072MHz - 2028MHz）

4）製作及び各部動作試験

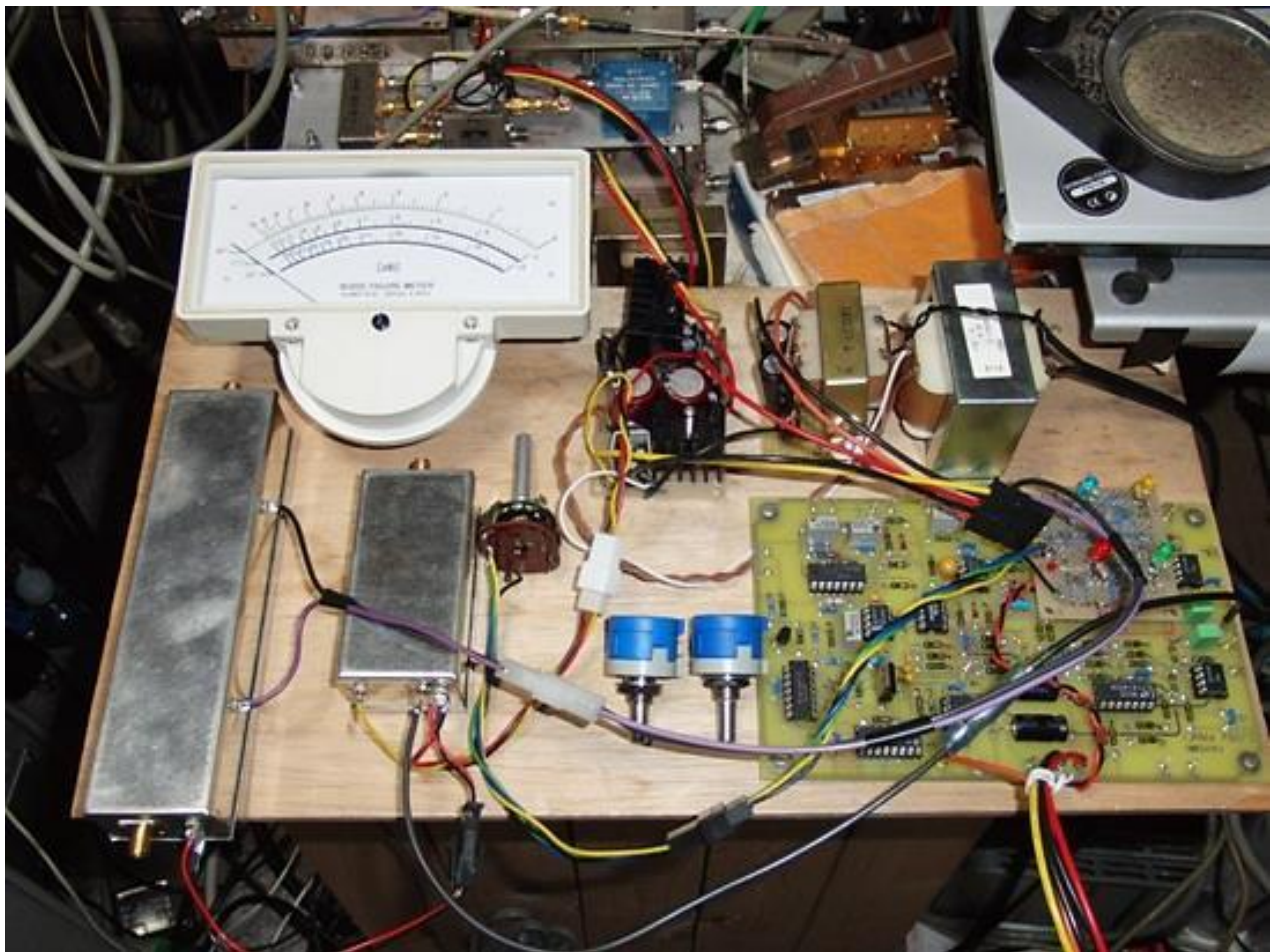
実のところ肝心のキット部分は昨年（2012 年の暮れ）にようやく製作を開始しました。後述の内部コンバーター部分を先に考察、製作し既に先に完成してしまっており、そのため内部コンバーターが完成したころには疲れてしまい、熱が少々冷めてしまっていたのも後回しになった要因です。

a）キット部　（以下が部品の取り付けが完了したキットの各ユニットです。）

部品取り付けが完了した各ユニット　左からリニアディテクター、IF AGC アンプ、プロセッサー基板

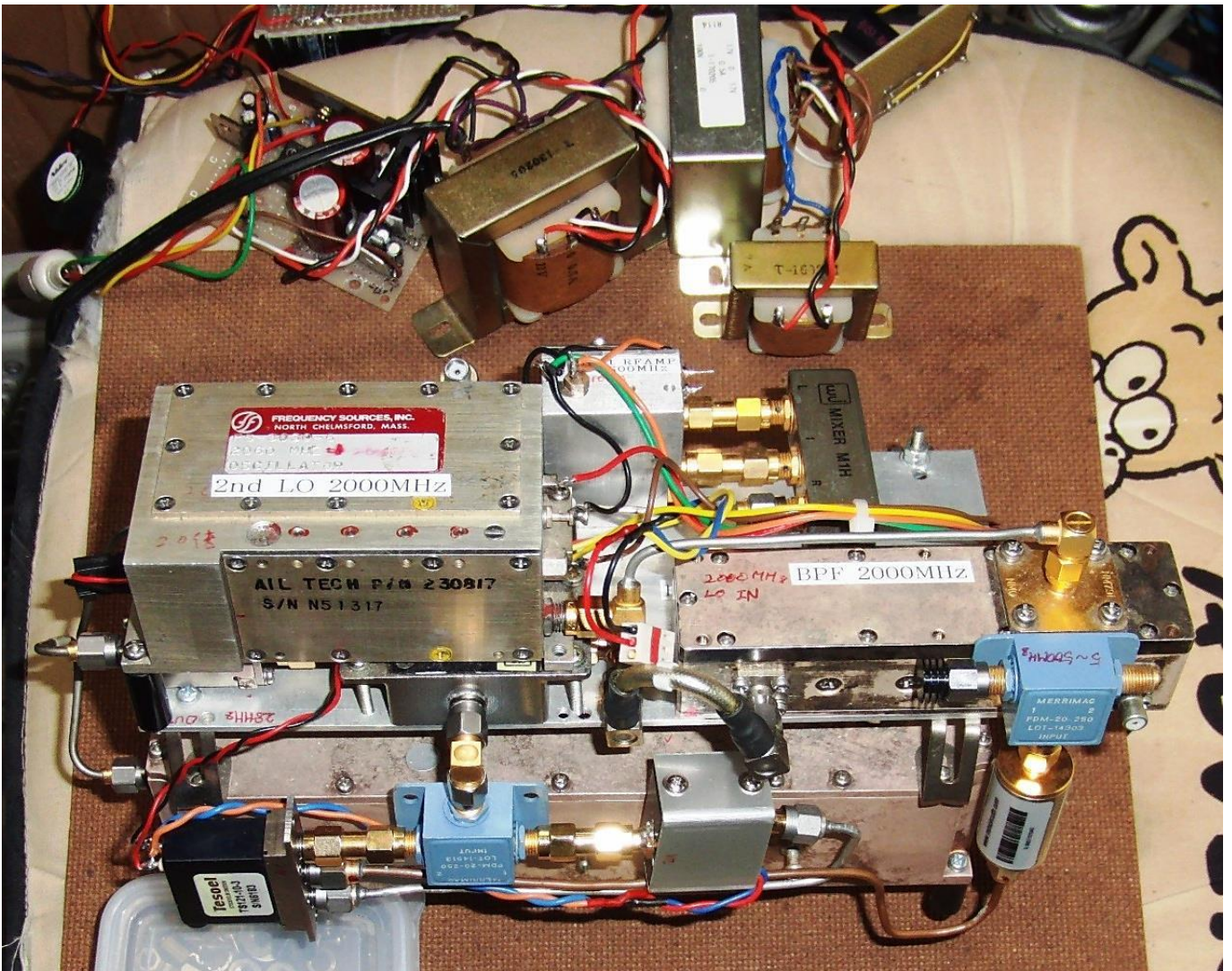
前写真のように１ユニットづつ順に製作したのですが､DUBUS の資料の中の部品図を先に色分け（L、C、R、他）しておいてから取り付けを開始し、ユニットが一つ完成する毎に試験、調整を実施しました。

横着な私には珍しくも几帳面に処理したつもりだったのですが､それでも各ユニットごと最低一箇所づつ程度ミスがありました。このミスの探索にかなりの時間を消費してしまい、更に探索中に正常部品（MMIC）を昇天させてしまい代替部品の探索に発展してしまいました。昇天させた直後は適当な MMIC で良いとたかくくっていたのですが､これが以外と難物で直線性の良いものを見つけ出すのに結構難渋しました。あれこれ部品を注文して試したのですが、結局その昔に入手した手持ちの安い MMIC(MVA-3) が一番高性能だったというおまけつきでした・・。

『キット部動作試験』

以下のように木板の上に並べて各ユニット間の配線及び動作試験を行いました。

各ユニット単体での動作試験を済ませていたため、比較的簡単にこのステップを通過出来ました。
ここでの留意点は各ユニット間の配線を直接接続ではなくコネクタ接続にしたことです｡ケースへ収納時に再度配線をやり直すのは結構な手間がかかり､何よりも誤配線にて機材を壊してしまうことを危惧したため面倒ながらもコネクタ接続としました。

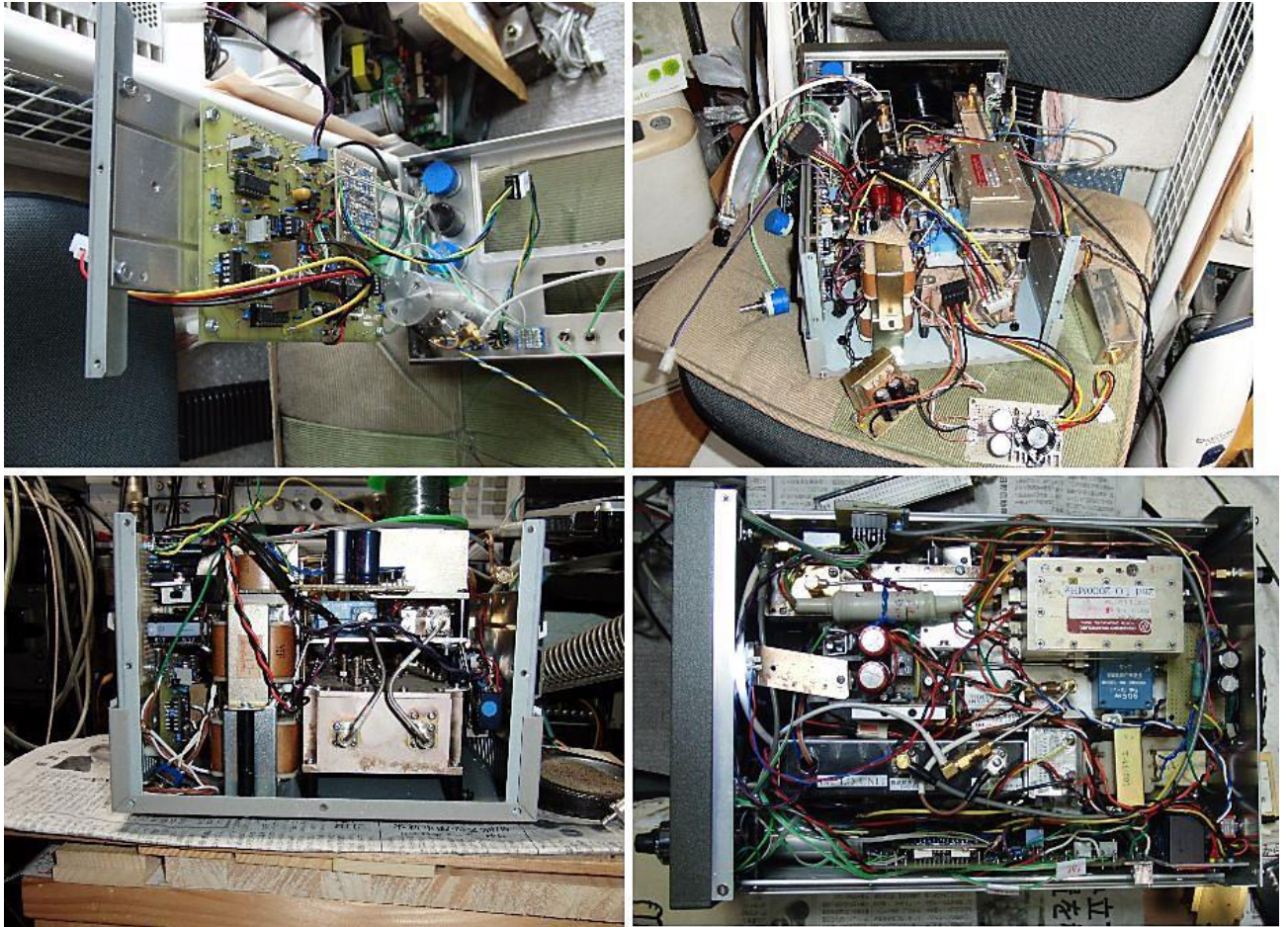
コネクタも出来るだけ同じものを使わず異種のものを使用するように心がけましたが全コネクタを異種にすることは出来ず､同種のコネクタ使用時には色つきシールをオス､メスに貼り付けて対処してあります。
コネクタそのものは電気、電子用の新品、取り外し品及びパソコン用のものを総動員して対応しました。

b) 内部コンバーター

前述のようにキット部よりも先に製作した内部コンバーター部です。大半がジャンクの寄せ集めにより製作しました。(新品は右下に見えるミニサーキットの 32MHz の LPF SLP-30 ぐらいです。) アルミ板の下に少し見えている大きな金属体は元々2010～2025MHz付近のフィルターを2028MHzに調整したもの使用しています。

手前に見える銀色の小さな箱は 28MHz の IF アンプで HF 用の安価なプリアンプのキットを組み立てて汎用のケースに収めています。また同じ並びの青い箱は 2 分配器でリレーの使用を少しでも減らすため分配器により経路を分けています。左側の青い分配器に接続されて隙間に見えているのが第 2 ミキサーです。このミキサーは一時よく見かけた RHG のミキサーで+12V を印加するようになっています。(+12V を印加しても変換損失等性能が大きく向上することは無かったのですが、変換後の信号レベルの周波数特性が平坦になることがわかったため印加してあります。)

一番高い位置にある比較的少し大きめのケースが 1stLO です。元々は 2060MHz だったものを内部の発振部を改造して 2000MHz に変更しています。この内部コンバーターユニット全体の動作試験は製作時に行っており、今回単体での試験は信号が変換出来ることを簡単に確認したのみで終了としました。

5）ケース加工及び組み込み

これはもはや力ずくで邁進するほか無いと覚悟を決めて配置の検討と加工を始めました。元々ケースが小さめだと薄々感じていたとおり配置の検討時からかなり悩みましたが何とか納まりました。

各ユニットを何とか収めたところ

写真左上　アナログプロセッサー基板を側面に配置。
写真右上　大よそのユニットの配置が決定したところ。（この時点ではトランスの固定方法を思案中？）
写真左下　固定が完了し背面パネルの取り付け前。
写真右下　背面パネルの取り付けを完了し完成一歩手前で上部から。

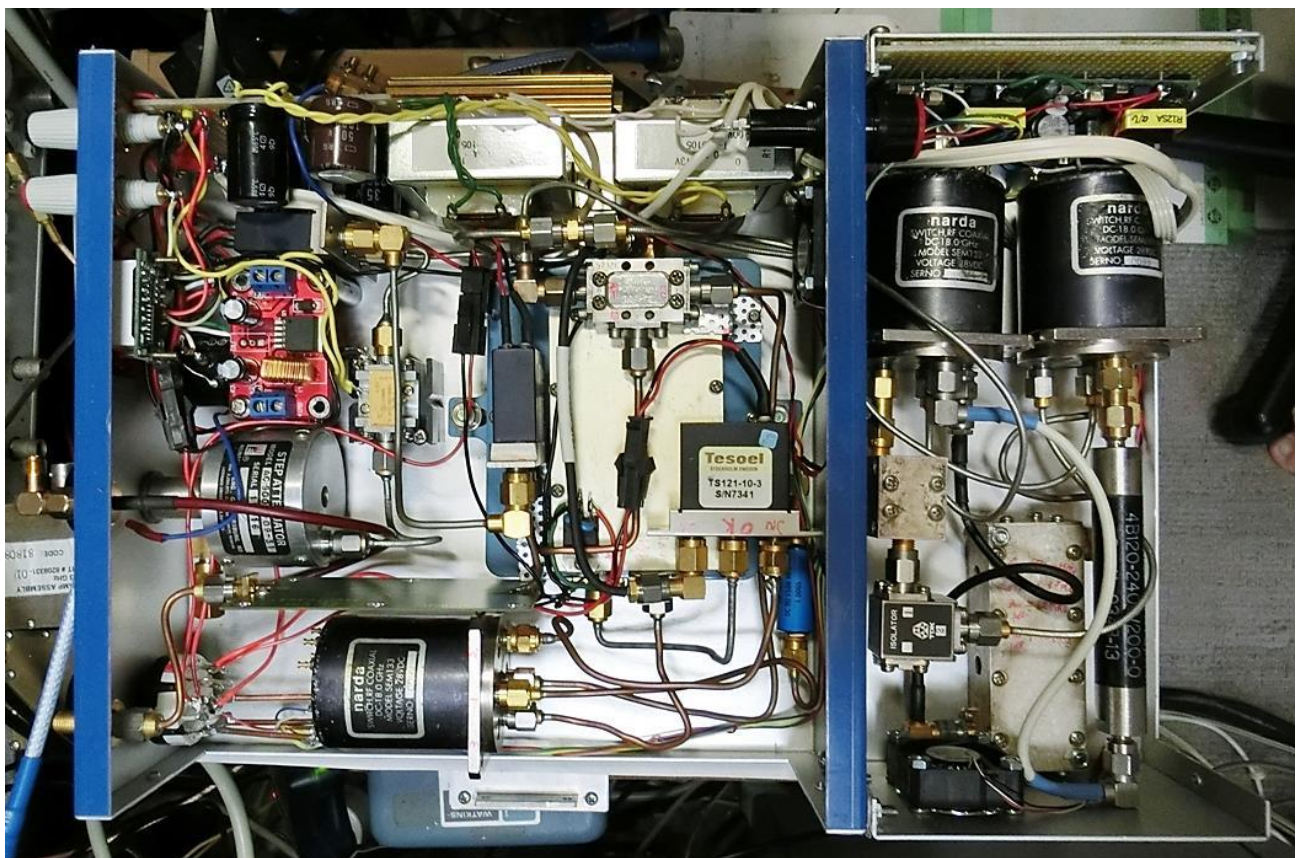
写真左はNFキットの３ユニットのうち側面に配置したアナログプロセッサー基板以外の２ユニット（AGCアンプ→右側面、リニアーディテクター→下部）と 1stLO（ぴるる）を黒色のケースに収納した後、合体させ１ユニットとしたものです。

「ぴるる」は黒色のケースに収納してありオフセットカウンターへの分周信号取り出しのためのプリスケーラも同梱しています。「ぴるる可変４CHモードで起動するように設定し起動回路も搭載しています。各CH

に 28MHz、144MHz、432MHz、1296MHz を設定し写真下左側にある小型のロータリースイッチで切り替えています。

『完成写真』

正面　　　　　　　　　　　　　　　　背面

6）外部コンバーター

完成した外部コンバーター部（右側の付け足した部分がフィルターユニット）

前掲のブロック図に基づいて製作しました。設計、製作上の留意点として使用時に補助機器の追加、接続替えを出来る限り少なくし操作が簡素となるように考慮しました。スルーすることも可能としてあ

り外部コンバーターを接続したままNF計本体の10－1600MHzの範囲での測定も可能となっています。そのため写真のように6個リレーを多用することになりました。またプリアンプ測定時電源を別途用意しなくても測定可能なように簡単な電源も搭載しました（写真左上の赤色の基板）。

『完成後全景』

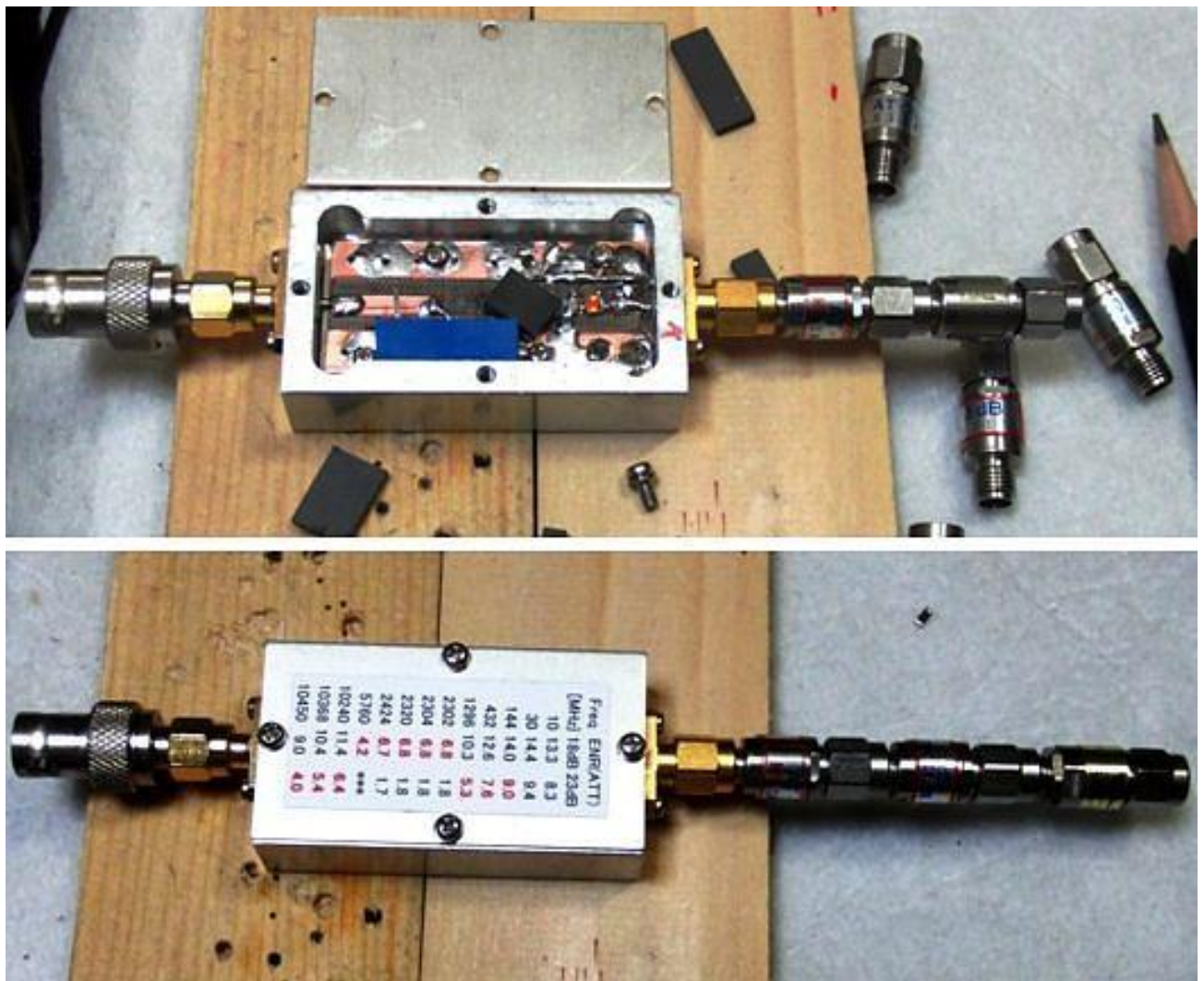
7）雑音源

ここまでの製作によりNF測定のための本体が完成しました。しかしNF測定で最も重要（厄介？）と思われる雑音源（ノイズソース）をどうしようか考えました。本体完成後、当初は手持ちの雑音源（型番を示すシールが剥れていて判然としないのですがENRの記載数値、大きさ、形状からAILTECH EATONの7618と思われるもの）を使用するつもりでした。

しかしここまで来たので、雑音源も自作しようと考えるようになり資料収集を行い製作しました（次ページ写真）。ケースはジャンク品を穴の位置などを変更し、また基板はPTTF材の切れ端がありましたのでそれを使用しました。肝心のノイズ発生用半導体はノイズコム社のNC303が1個だけありましたので採用しました。（製作のための資料はOMさんから頂きました。）

さて形としては出来上がったものの、良好に雑音が出てくるかが問題です。（実は以前にも雑音源の製作にチャレンジしたことがあるのですが、ことごとく失敗したため少し心配でした。）前述の7618？雑音

源を基準に広帯域アンプを比較測定物として測定を開始することにしました。結果はある周波数帯で雑音の出力が小さいことがわかり基板に吸収材を置いたり、簡単なトリミング等行ったところフラットとはいいがたいものの、何とか使えそうな状態になりました。

以下の写真でATTが散乱しているのは、ATTを着脱することにより雑音のレベルを調整しようとしているためです。

完成した雑音源（ノイズソース）

写真では見難いですが、周波数対雑音は以下のようになりました。

周波数	雑音比（ENR ATT）	
[MHz]	18dB　[dB]	23dB
10	13.3	8.3
30	14.4	9.4
144	14.0	(9.0)
432	12.6	(7.6)
1296	10.3	(5.3)
2302	(6.8)	1.8
2304	(6.8)	1.8

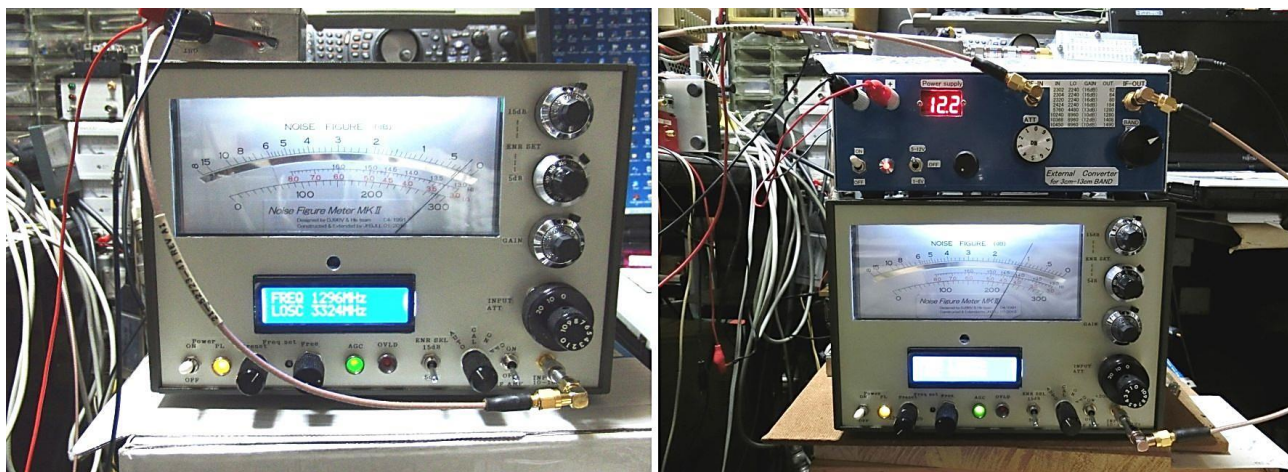
2320	(6.8)	1.8
2424	(6.7)	1.7
5760	(4.2)	****
10240	(11.4)	6.4
10368	(10.4)	5.4
10450	(9.0)	4.0

ENR は 5dB 前後を狙っていたのですが、なかなか難しい状況でした。前述の ATT の着脱により(**)の中の数値となることと、これ以上の向上は望めそうになかったためこれで良しとしました。（雑音源の製作と発生雑音の測定は難しいことを再認識しました。）

上側が自作雑音源の比較に使用した EATON？製のものです。雑音源は前述のように製作も測定も簡単ではありませんが今までの経験、見聞によると

１－安定した雑音を広帯域に十分な量を発生させることが難しい。（時間が経過すると変化する。）
２－上記に関連して性能の良いノイズダイオードの入手が難しい。
３－上記２項目をクリアーし出来上がっても雑音比（ENR）の校正が難しい

と感じました。周波数や電力の校正もそう簡単ではありませんが、まだ比較出来そうな機材がありそうです。それに対して雑音源の ENR は測定の根本基準で周囲に簡単に比較出来るものがありません。雑音相手なのでレベルも低く発生周波数帯域とレベルの測定も容易ではなく手間のかかる手強い相手です・・。

8）実測定

測定を開始したNF計（左側が1.2GHz帯、右側が5.7GHz帯のプリアンプの測定）

試験を兼ねてプリアンプの測定を実施しました。写真左側がG4DDK設計のVLNAで右側は5.76GHzのプリアンプになります。G4DDKのプリアンプは低NFでVLNAの名に恥じず？表示からは0.2～0.3の間を指針が指しています。（この測定は外部コンバーターを接続せずに本体のみで行っています。）また5.76Gの方は外部コンバーターを使用し6cmバンドに設定し5760MHzをLO 4480MHzでIF 1280MHzへ変換し本体側の周波数を「ぴるる」の周波数変更用のロータリーエンコーダーで1280MHzに設定して測定しています。

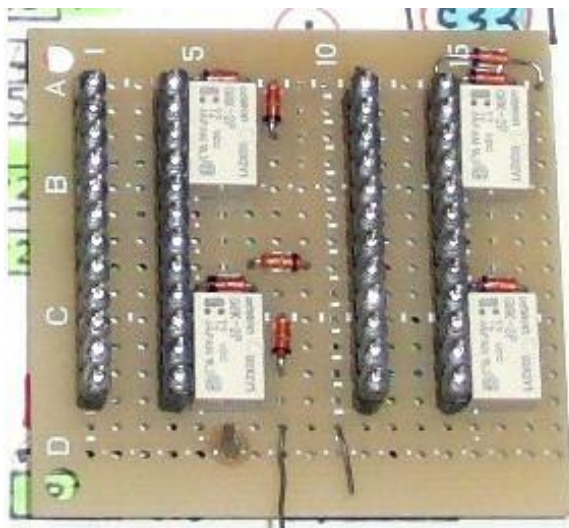
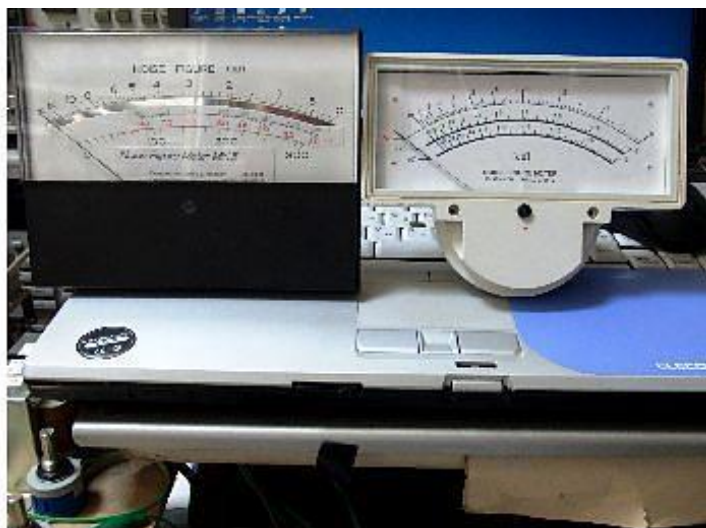
使用感としては、指示のふらつきも少なく安定して動作していると感じています。またダイナミックレンジもほぼDUBUSの製作資料の通りのようでした。

9）あとがき（製作上の注意点、機能追加変更点、反省点等）

『製作上の注意点』

1－キットに修正箇所がありました。DJ9BV自身が発表から数年後に誤りがあったことを発表しています。基板のパターンカットとジャンパー配線が必要になります。（機能の内、マニュアル操作によるON/OFFを使用する場合に動作がおかしくなるようですが、通常のAUTO設定によるNF測定には影響は無いようです。修正用資料は又賀氏より頂きました。）

2－AGCアンプとリニアーディテクターを付属してきたブリキのケースに収めたのですが基板が全体的少し大きくやすりで削る必要がありました。（結構削りました。）

3－このキットは特殊なロータリースイッチを使用することを前提にアナログプロセッサー基板が設計されているようなのですが品切れになったのか発注時に見たキットの一覧表にもロータリースイッチは無い旨が記載されていました。そのため代替の手段を考える必要がありました。結果的に又賀氏から案を教えて頂きリレーに置き換えることで、事なきを得ました。（次ページ写真掲載）

スイッチ代替リレー基板　　　　　　　　　　　　　　　　　　　メーター

写真左側がリレー基板です。本体であるアナログプロセッサー基板側にピンヘッダーを 4 列立ててありソケット式になっており写真に写っている側を本体基板に向けて差し込んでいます。

写真左側右はキットに付属してきたメーターだったのですが目盛りを作成する時に処理を誤ってしまったのか指針の振れと目盛りがうまく合わなかったため左側のメーター（取り外し品）に変更しました。

『機能追加変更点』

１－DSB（両側波帯）測定モードと称して表示を 3dB 分差し引く（メーターの振れが良くなる方向）機能を追加しました。しかし実際にはあまり出番がなく無駄骨だったかとも思ったのですが、値の大きな（NF の良くない）NF 値を表示する時にこの機能を使用すると 3dB 換算が必要になるものの目盛り幅が広い部分へ移動出来るため読み取りが楽になるという利点がありました。

２－キットの仕様では 5dB 系の ENR のみが対象となっていたのですが、手持ちの雑音源（ノイズソース）が 15dB 系だったこともあり回路を追加して 15dB モードを加えました。しかし今回製作した DJ9BV式NF計はMKⅡと呼ばれる新バージョンのものでDUBUSの製作資料の中に設計者のDJ9BV自身も書いているとおり「15dB 系 ENR を使用した測定は誤差が大きい」ようです。この機能は「労多くして益少なし」だったかもしれません。（特に信号の変化、整合に敏感な低 NF のプリアンプの場合上述の状況が顕著なように感じています。15dB 系 ENR の雑音源の場合は 10dB の ATT を追加して 5dB 系として使用したほうが得策かもしれません。）

３－ENR の設定レンジがオリジナルでは 3～6dB となっていたのを 3～9dＢに拡張しました。悪戦苦闘？した前述の自作雑音源ですが結局発生雑音のバラツキをあまり小さく出来なったのが範囲拡張の要因の一つです。（ENR 設定用の多回転 VR と直列に入っている固定抵抗の考慮で変更可能でした。）

『謝辞』

2010年終盤にDJ9BV式NF計の情報を得てから随分と時間が経過してしまいましたが、ようやく完成に漕ぎ着けることが出来ました。ユニット部分の完成写真と雑音源の資料を頂いた杉本氏、当NF計を先に製作されてその内部の写真を数多く送って頂いた藤本氏、同様に先に完成され変更点の情報提供並びに製作途上からほぼ完成までアドバイスを頂いた又賀氏に感謝の意を表します。

『参考文献』

[1] DUBUS TECHNIK IV / Noise Figure Meter MKII / Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

[2] 各種資料（アナログプロセッサー基板修正情報、ロータリスイッチ代替リレーロジック他） / 又賀氏

[3] 自作雑音源資料（回路、実物写真）、IF AGC amp + LinearDetector ユニット完成写真 / 杉本氏

[4] 完成写真（内部＋外部） / 藤本氏

[5] 雑音指数測定の基礎 / アジレントテクノロジー　アプリケーションノート / 5952-8255J

[6] 8970A　Service　Operation manual / ヒューレットパッカード / 08970-90014

[7] 8970S Noise Figure Measurement Products / ヒューレットパッカード / 5091-6049E

[8] Electronics Division Internal Report No.142 / AUTOMATIC NOISE FIGURE METER FRONT-END / NATIONAL RADIO ASTRONOMY / Richard L. Fleming

非冷却アクティブ・コールド・ノイズソースの実験

JA6XKQ / 武安 義幸

非冷却にて等価雑音温度が約 100 K のアクティブ・コールド・ノイズソースについて実験を行なった。

はじめに

LNA (Low Noise Amplifier) のデバイスが低雑音化するほど、その評価、例えば Y ファクタ法を高精度に行なうには、ノイズソース自体の低温化を必要とする。 [1] そして、ノイズソースの低温化は文字通り、物理的に冷却したダミーロードを用いるのが一般的である。しかし、ダミーロードを測定に有効な低温領域まで冷却することは、アマチュアには容易ではない。そこで、非冷却で純粋に電子的なコールド・ノイズソースを調査すると、文献 [2] のアクティブ・コールド・ノイズソース (Active Cold Noise Source : 以下、ACNS と省略する) に到達した。

文献 [2] に基づいて、市販の Ku 帯 LNC (Low Noise Converter) を流用して実験を行い、物理温度よりも低い等価雑音温度のノイズを LNC の入力ポートから出力していることを実測することで、非冷却でのコールド・ノイズソースの可能性を確認できた。[3] [4] しかし、そこでの測定値は文献 [2] から得られる理論値と乖離しており、ミスマッチと温度変化の影響を受けたと推定した。

アクティブ・コールド・ノイズソースの実現と測定におけるミスマッチと温度変化の課題を改善し、理論値と良い一致を得たので、その過程と結果をレポートする。

ACNS について

オートマッチック・ノイズフィギュア・メータで使用されるダイオード・ノイズソースは、ホット・ノイズソース (Hot Noise Source) である。ダイオードが ON 時に発生するノイズを高温基準側の等価雑音温度とし、ダイオードが OFF 時の終端抵抗(室温)が発生するノイズを低温基準側の等価雑音温度として、Y ファクタ法を自動測定するものが所謂 NF メータである。ACNS は 、 HEMT (High Electron-Mobility Transistor) のゲート構造が発生するノイズの等価雑音温度が、素子の物理的な温度よりも低温であることを利用したものである。ACNS を用いた Y ファクタ法では ACNS が低温基準であり、室温の終端抵抗が高温基準となる。

ACNS の動作原理については、文献 [2] [5] [6] が参考となる。

ACNS の回路は LNA と等価であり、本実験では市販の Ku 帯 LNC を ACNS として用いた。**図-1** に LNC の外観を示す。LNC は JRC 製の NJR2536S で、その仕様概要を以下に示す。 [7]

- 入力周波数 : 12.25 GHz ~ 12.75 GHz
- 出力周波数 : 950 MHz ~ 1,450 MHz
- NF : 0.8 dB typ. 1.2 dB max. @ Ta = +25 ℃
- 変換利得 : 55 dB min. 60 dB typ.
- 入力 VSWR : 2.5 : 1 typ.
- 出力 VSWR : 2.3 : 1 max. (75 Ω)

図-1 LNC の外観

実験のセットアップ

実験のブロックダイヤグラムを **図-2** に示す。セットアップは、ホット・ノイズソースとして室温のダミーロー

ド(DL)を、コールド・ノイズソースとして ACNS を用い、それらを導波管切替器 (WG-SW)でスイッチングするもので、NF メータと同様な Y ファクタ法を構成している。Y ファクタの読取りはスペクトラム・アナライザのノイズ・マーカー機能を用いる。

NF メータではノイズ・ソースの等価雑音温度が既知で、Y ファクタから LNA のノイズ・フィギュアを求める。しかし、この実験では LNA のノイズ・フィギュアを既知のものとして、測定した Y ファクタからホット・ノイズソースである ACNS の等価雑音温度を逆算する。

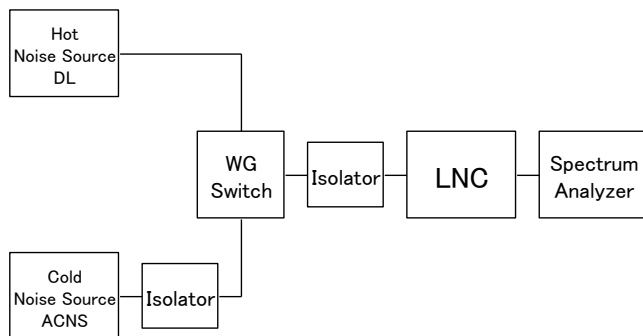



図-2 実験のブロック・ダイヤグラム

Y ファクタ法

図-3 に示す Y ファクタ法での基本的な処理は以下のとおりである。[8]

図-3 Y ファクタ法

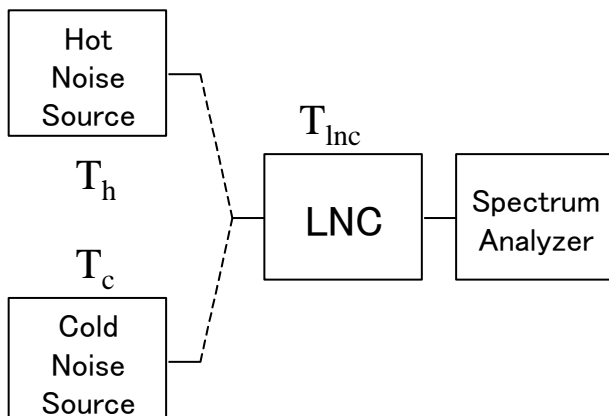



図-3 においてホット・ノイズソースの等価雑音温度を T_h、コールド・ノイズソースの等価雑音温度を T_c、LNC の等価雑音温度 を T_{lnc} とすると、ホットとコールドのノイズソースに対する LNC 出力の雑音電力の比 Y は次式となる。

$$Y = \frac{T_h + T_{\ln c}}{T_c + T_{\ln c}} \qquad \cdots (1)$$

通常の関心事は T_{lnc} を求めることであり、T_h と T_c が既知で、Y を測定して次式から T_{lnc} を算出する。式 (1) を T_{lnc} について変形する。

$$T_{\ln c} = \frac{T_h - Y \cdot T_c}{Y - 1} \qquad \cdots (2)$$

一方、本実験では T_h と T_{lnc} が既知で、Y を測定して T_c を求める。式 (1) を T_c について変形すると、

$$T_c = \frac{T_h - T_{\ln c}(Y - 1)}{Y} \qquad \cdots (3)$$

にて T_c を求めることができる。

Y ファクタ法と実験の課題

上述の Y ファクタ法の基本的な処理では、ホットとコールドのノイズソースを接続した各時点で LNC のゲインが同じであると仮定している。Y ファクタについてゲインを含んで導出すると、

$$Y = \frac{(T_h + T_{\ln c})G_h}{(T_c + T_{\ln c})G_c} \qquad \cdots (4)$$

である。各時点でのゲイン G_h と G_c が同じと仮定して、分子と分母をゲインで約分したものが式 (1) である。

現実の測定においては、G_h と G_c は主に温度変化の影響を受けるため、ゲインが各時点で同一と見なすには注意を要する。

また、測定系総合のゲインという観点では、ノイズソースと LNC のポート間には如何なる損失も無いものと、式 (4) では仮定している。現実の測定では、接続素子の抵抗損失 (オーミック・ロス Ohmic Loss)とミスマッチに起因する不整合損失が、ポート間に存在する。

抵抗損失はノイズソースの雑音電力を減衰させると共に、抵抗損失自身が物理温度に比例した雑音電力を発生するので、両者を合算した雑音電力が LNC に到達することを考慮しなくてはならない。更には、ポート間の不整合損失はノイズソースからの雑音電力を減衰させる。

要約すると、Y ファクタ法と実験の課題は、

- LNC のゲイン変動
- 接続素子の抵抗損失
- ポート間の不整合損失

を管理することにある。LNC のゲイン変動と接続素子の抵抗損失に関しては物理的な温度管理が必須であり、**図-2** に示すブロックダイヤグラムの各素子に温度センサを装着し、温度データを記録した。後述するデータ処理において、その温度データに基づいた補正処理を行なった。

LNC のゲイン変動については、ホットとコールドのノイズソースを導波管切替器を用いて短時間内 （30 秒毎 ） でスイッチングすることにより、ゲイン変動が無視できるようにした。

ポート間の不整合損失については、不整合損失を低減させるためにアイソレータ （ ISO ） を挿入するとともに、データ処理において不整合損失に関する補正処理を行なった。

ポート間不整合損失の確認

先の実験 **[4]** の結果から、ポート間の不整合損失が Y ファクタの測定値に影響を与えているとの推定を得た。**図-2** に示す総合的なセットアップで測定を進める前に、推定の傍証としてポート間の電気長を変えて Y ファクタを測定してみた。

測定のブロックダイヤグラムを **図-4** に示す。**図-2** のアイソレータ （ ISO ） を除外し、ノイズソースと LNC 間の電気長を可変するために、長さの異なる導波管を挿入した。

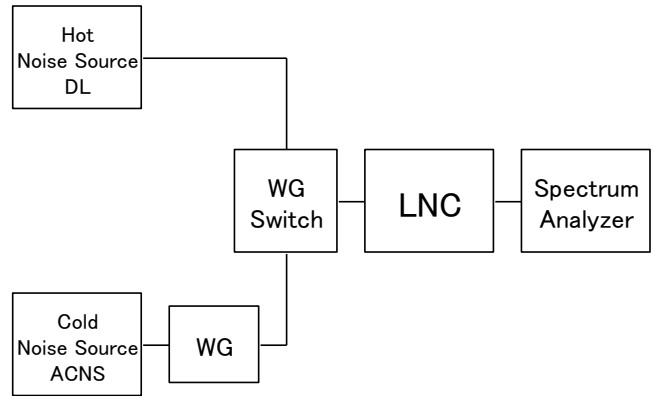



図-4 ポート間不整合損失を確認するブロック・ダイヤグラム

ノイズソースと LNC 間の電気長変化（相対値）に対する Y ファクタの測定結果を **図-5** に示す。横軸は相対的な電気長変化で、導波管の管内波長 （ λ_g ） で正規化している。縦軸はデシベル （ dB ） で測定した Y ファクタを真数で示している。

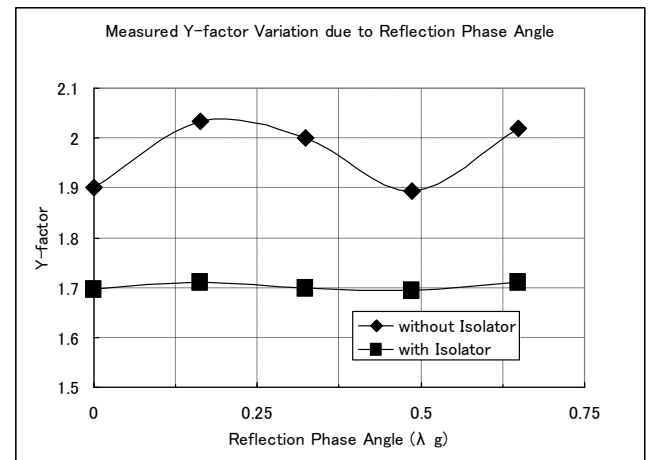



図-5 Y ファクタに対するポート間不整合損失の影響

図-5 の結果から、測定される見かけの Y ファクタが周期的に約 0.5 λ_g で増減していることが判る。また、その増減量は、アイソレータの有無で大きく異なる。導波管の長さに応じて抵抗損失が単調増加することだけを勘案すれば、見かけの Y ファクタは増減することなく単調な変化となるはずである。周期的な変化から不整合損失の影響が読取れる。

Y ファクタ法測定での不整合の影響を評価する手法として、ノイズソースと測定対象物間の電気長を変え

て Y ファクタの増減を確認することは、文献 [9] [10] で論じられている。

図-2 に示す測定セットアップは、**図-5** の結果に基づいて、ポート間不整合損失の影響を軽減するためにアイソレータを挿入したものとなっている。

不整合損失と抵抗損失の補正

アイソレータを挿入することでポート間不整合損失の影響を低減できるが、無視できるレベルではないので、測定した見かけの Y ファクタについて補正処理を行なう。また、アイソレータには抵抗損失（挿入損失）があるので、不整合損失を補正するとともに抵抗損失の補正も同時に必要とする。これらの補正を、文献 [11] [12] を参照して行なう。

不整合損失を、 **図-6** に示すシステムについて解析する。Y ファクタ法測定においては、信号源（ Generator ）がノイズソースに、負荷 （ Load ）が測定対象物である受信系アンプ （ LNA や LNC ）に相当する。

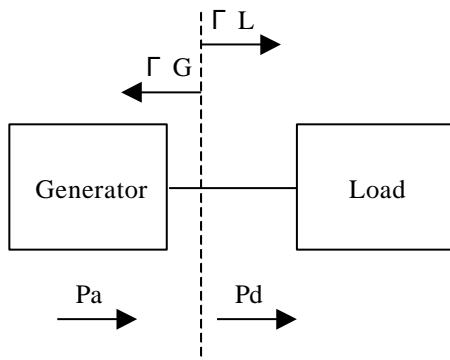



図-6 ポート間不整合損失の基本的な説明図

図-6 において、Generator が発生し得る電力を P_a（ power available ）とする。Load から Generator を見た反射係数を Γ_G 、Generator から Load を見た反射係数を Γ_L とする。ポート間の不整合のために P_a の全ては Load に到達しない。不整合損失を受けて Load に供給される電力を P_d（ power delivered ）とすると、P_d と P_a の比である不整合損失 M_{GL} は次式で示される。

$$M_{GL} = \frac{P_d}{P_a} = \frac{\left(1-|\Gamma_G|^2\right)\left(1-|\Gamma_L|^2\right)}{|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2} \quad \cdots (5)$$

ここで、反射係数 Γ_G と Γ_L は振幅と位相で表現される複素数であり、記号｜ ｜は振幅を表す。式 (5) において分母は、

$$|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2 = 1-2|\Gamma_G\Gamma_L|\cos\theta + |\Gamma_G\Gamma_L|^2 \quad \cdots (6)$$

となる。ここで、θ は、

$$\theta = \psi_G + \psi_L \quad \cdots (7)$$

であり、各反射係数の位相の和である。

実際の測定において反射係数を複素数で、すなわちベクトル・ネットワーク・アナライザで測定することはアマチュアには稀なケースなので、VSWR やリターンロスと等価である反射係数の振幅だけで式 (5) を評価する。式 (6) は、

$$\theta = 0, 2\pi, 4\pi, \cdots, 2m\pi \quad \cdots (8)$$

で最小値となり、

$$\theta = \pi, 3\pi, 5\pi, \cdots, (2n-1)\pi \quad \cdots (9)$$

で最大値となる。式 (6) を最大/最小の評価に置換すれば反射係数の位相情報が不要となり、振幅情報のみで評価可能である。式 (6) の最小値と最大値は夫々、

$$|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2_{\min} = \left(1-|\Gamma_G\Gamma_L|\right)^2 \quad \cdots (10)$$

$$|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2_{\max} = \left(1+|\Gamma_G\Gamma_L|\right)^2 \quad \cdots (11)$$

となる。したがって、式 (5) の不整合損失 M_{GL} の最

大値と最小値は夫々、

$$\left(M_{GL}\right)_{\max} = \frac{\left(1-\left|\Gamma_G\right|^2\right)\left(1-\left|\Gamma_L\right|^2\right)}{\left(1-\left|\Gamma_G\Gamma_L\right|\right)^2} \quad \cdots (12)$$

$$\left(M_{GL}\right)_{\min} = \frac{\left(1-\left|\Gamma_G\right|^2\right)\left(1-\left|\Gamma_L\right|^2\right)}{\left(1+\left|\Gamma_G\Gamma_L\right|\right)^2} \quad \cdots (13)$$

で示される。

図-5 に見られる Y ファクタの周期的な変化は、上述のように反射係数の位相変化によるものと解釈できる。

次に、抵抗損失を **図-7** に示すシステムについて解析する。**図-7** において、ノイズソース（ Noise Source ）の等価雑音温度を T_s 、素子（ Network ）の抵抗損失を L（ 真数 L≦1 ）、その物理的な温度を T_p とする。ノイズソース、抵抗損失を有する素子、そしてパワーメータ（ Power Meter ）の各ポート間には不整合損失は無いものと仮定する。

ノイズソースの雑音電力は抵抗損失 L を受けるので、パワーメータへ到達する電力は、

$$T_s \cdot L \quad \cdots (14)$$

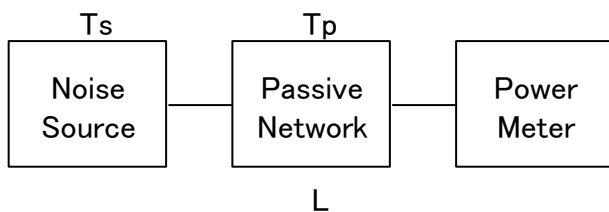



図-7 抵抗損失の基本的な説明図

また、素子の抵抗損失が発生する等価雑音温度は、

$$T_p\left(1-L\right) \quad \cdots (15)$$

したがって、パワーメータへ入力される雑音電力の等価雑音温度は、式（14）と 式（15）の合計であり、

$$T_s \cdot L + T_p\left(1-L\right) \quad \cdots (16)$$

実際のシステムでは不整合損失と抵抗損失が同時に存在するので、上述の二つの補正を組合わせて行なう。その数値例を、次に示す。

補正の数値例

不整合損失と抵抗損失の補正を組合わせて適用する数値例を示す。実験においては **図-2** に示すように、アイソレータが ACNS と LNC の双方に装着されており、また、その中間には導波管切替器が挿入されている。したがって、不整合損失と抵抗損失が多段接続された形態なので、次に示す補正を順次カスケードに適用する。

図-8 に示すシステムについて数値例を計算するにあたり、各パラメータとして次の数値を仮定する。

- ノイズソースの等価雑音温度 ： 110 K
- ノイズソース出力のリターンロス ： 9 dB（ Γ = 0.355 ）
- アイソレータの抵抗損失 ： 0.1 dB（ L = 0.977 ）
- アイソレータの物理的な温度 ： 305 K
- アイソレータ入力のリターンロス ： 18 dB（ Γ = 0.126 ）
- アイソレータ出力のリターンロス ： 18 dB（ Γ = 0.126 ）
- LNC 入力のリターンロス ： 9 dB（ Γ = 0.355 ）

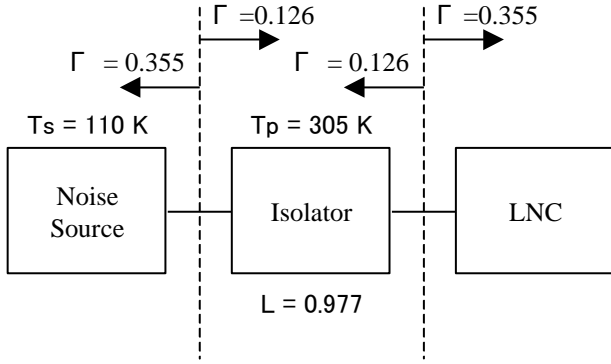



図-8 補正の数値例

まず、ノイズソース出力とアイソレータ入力のポート間に生じる不整合損失 M_{GL} を、式（12）と式（13）を用いて算出する。

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1-0.355^2)(1-0.126^2)}{(1-0.355\times0.126)^2} = 0.9 \quad \cdots (17)$$

$$(M_{GL})_{\min} = \frac{(1-0.355^2)(1-0.126^2)}{(1+0.355\times0.126)^2} = 0.788 \quad \cdots (18)$$

したがって、ノイズソースからアイソレータへ入力される雑音電力の等価雑音温度の最大値と最小値は、

$$T_s(M_{GL})_{\max} = 110\times0.9 = 99 \quad \cdots (19)$$

$$T_s(M_{GL})_{\min} = 110\times0.788 = 87 \quad \cdots (20)$$

となる。次に、これらの入力雑音電力はアイソレータの抵抗損失分だけ低下するので、アイソレータの出力ポートへ到達するノイズソース雑音電力の等価雑音温度は、

$$T_s(M_{GL})_{\max}L = 99\times0.977 = 97 \quad \cdots (21)$$

$$T_s(M_{GL})_{\min}L = 87\times0.977 = 85 \quad \cdots (22)$$

また、アイソレータの抵抗損失は、物理的な温度に応じた雑音電力を発生し、その等価雑音温度は式（15）を用いて算出する。

$$305\times(1-0.977) = 7 \quad \cdots (23)$$

故に、アイソレータの出力ポートへ到達する雑音電力は式（21）または式（22）と式（23）の合計となる。

$$97+7 = 104 \quad \cdots (24)$$

$$85+7 = 92 \quad \cdots (25)$$

最後に、アイソレータ出力と LNC 入力のポート間に生じる不整合損失 M_{GL} を、式（12）と式（13）を用いて算出する。

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1-0.126^2)(1-0.355^2)}{(1-0.126\times0.355)^2} = 0.9 \quad \cdots (26)$$

$$(M_{GL})_{\max} = \frac{(1-0.126^2)(1-0.355^2)}{(1+0.126\times0.355)^2} = 0.788 \quad \cdots (27)$$

これらの結果、LNC へ入力される雑音電力の最大値は式（24）と式（26）の組合わせから、最小値は式（25）と式（27）の組合わせから求められる。

$$104\times0.9 = 94\ (K) \quad \cdots (28)$$

$$92\times0.788 = 72\ (K) \quad \cdots (29)$$

上述の数値例から、ノイズソースと LNC 間に不整合損失と抵抗損失が存在する場合、不整合の反射係数の位相に依存して最大/最小の測定偏差が生じることが判る。

数値例においては、ノイズソースの等価雑音温度を既知として、LNC へ到達する雑音電力を求めた。一

方、本実験では LNC の等価雑音温度を既知として、ACNS の等価雑音温度を求めることが目的なので、上述の数値例の展開を逆方向に辿ることになる。

測定データと結果

図-2 に示す実験のブロック・ダイヤグラムでの測定データと結果を以下にまとめる。

測定は 4 台の LNC を用いて、そのうちを 1 台を ACNS に見立て、残り 3 台を LNC として 12 通りの組合わせで行なった。LNC のシリアル番号毎の特性を **表-1** に示す。NF は LNC に表示されているメーカー検査値であり、入力ポートのリターンロスは本実験での実測値である。

表-1 LNC の特性一覧

LNC S/N	NF (dB)	S11 (dB)
A10085A	0.9	−10.2
A10088A	0.8	−11.4
A10089A	0.8	−11.0
A10091A	0.8	−10.9

ACNS と LNC にはアイソレータを夫々装着した。上記の 12 通りの組合わせでは、ACNS と LNC に装着するアイソレータは全て同じ物を使用した。アイソレータの実測特性を **表-2** に示す。

表-2 アイソレータの特性一覧

Isolator	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
ACNS	−18.8	−0.11	−19.2
LNC	−17.1	−0.16	−24.3

表-3 に示す導波管切替器の抵抗損失とポートのリターンロスは、カタログ値を使用した。

表-3 導波管切替器の特性一覧

	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)
WG SW	−28.3	−0.05	−28.3

高温側ノイズソースとなる導波管ダミーロードの外観を **図-9** に示す。ダミーロードのリターンロスは 30 dB (Γ = 0.032)である。

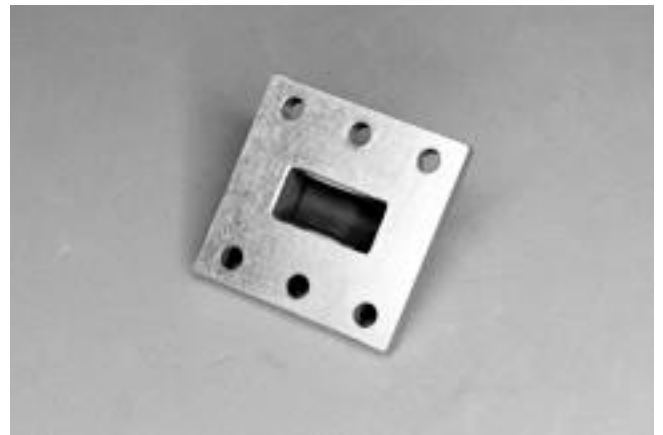



図-9 高温側ノイズソースとなる導波管ダミーロード

実験セットアップの全景を **図-10** に示す。

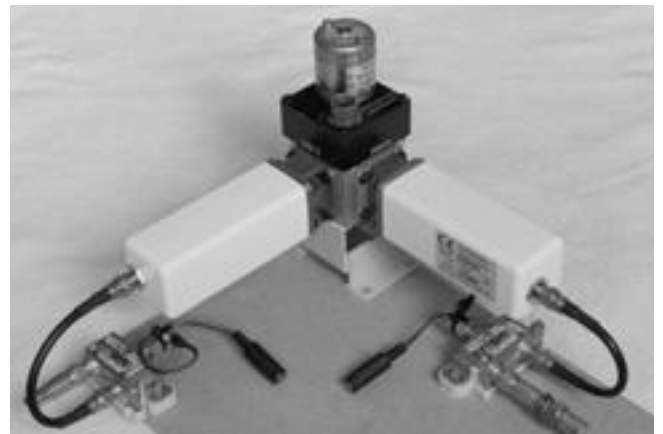



図-10 実験セットアップの全景

図-11 は測定した Y ファクタの一例である。導波管切替器を 30 秒毎にスイッチングして、高温側ノイズソースと ACNS からの雑音電力を記録したものである。**図-11** の一部を拡大した **図-12** に示す両者からの雑音電力の差が Y ファクタとなる。雑音電力の読取りはスペクトラム・アナライザのノイズマーカー機能を用いて、dBm/Hz での値となっている。また、スイッチングの 30 秒間において 100 回の平均化処理を行なっている。

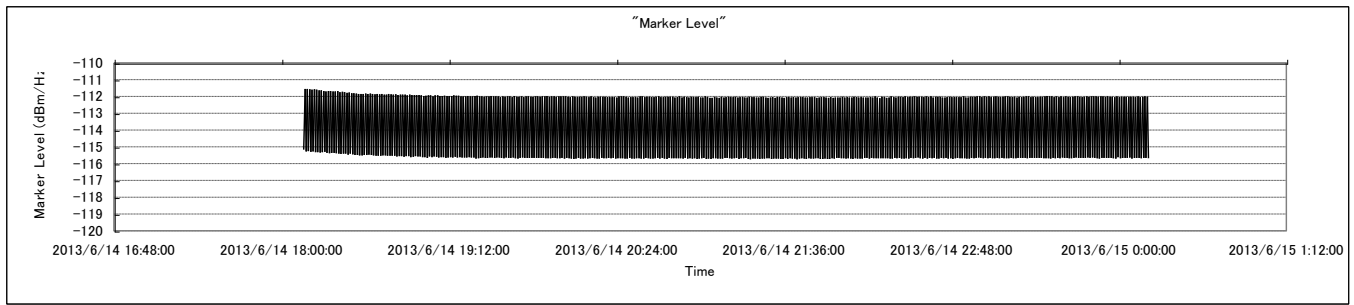



図-11 測定した Y ファクタの一例

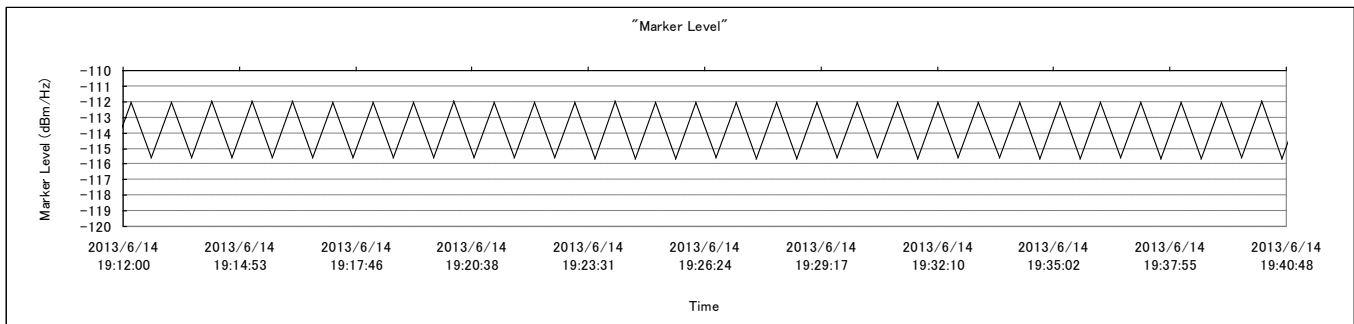



図-12 図-11 の拡大

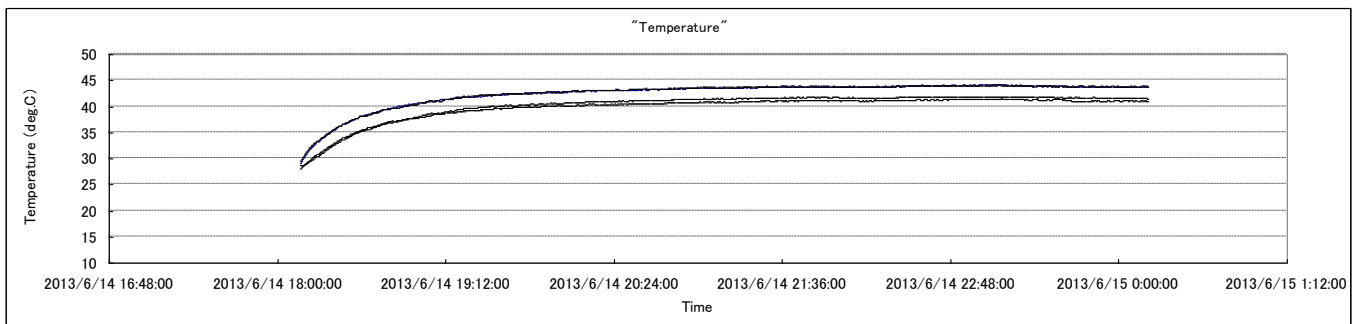



図-13 各素子の温度変化

図-11 は、ACNS と LNC の通電開始直後から記録したものであり、**図-13** に示す各素子の温度変化とともに各ノイズソースの雑音電力の絶対値と相対値である Y ファクタが変化する様子が見て取れる。短期間での温度変化に対する測定系 LNC のゲイン変動が無視できるように 30 秒毎のスイッチングを行なっているが、長時間にわたっての ACNS の等価雑音温度の安定度の観点からは、ACNS の物理的な温度が安定した領域の値を以ってデータ算出を行なうべきと判断される。

図-14 は測定期間内（約 4 時間）における ACNS の物理温度のヒストグラムである。サンプル数が多い、すなわち温度が安定した領域と判断される 2 K 以内のデータを使って以後のデータ処理を行なうこととした。

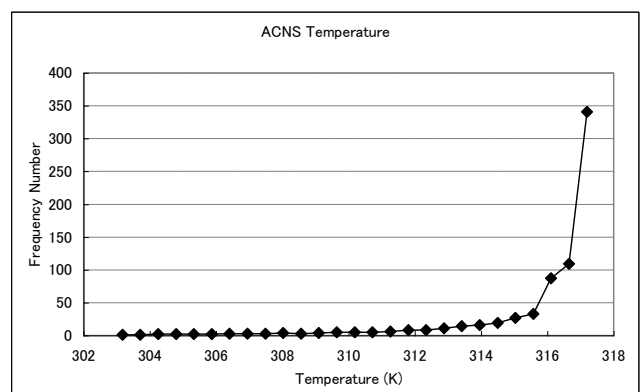



図-14 ACNS の物理温度のヒストグラム

図-11 に示す 30 秒毎の Y ファクタを基に、LNC の等価雑音温度を既知とし、前述の不整合損失と抵抗損失を補正して求めた ACNS の等価雑音温度のヒストグラムを 図-15 に示す。分布をガウス分布でフィッティングして求めた平均値を、その ACNS の等価雑音温度とした。同様の処理を 12 通りの ACNS と LNC の組合わせで行なった結果を 表-4 にまとめる。

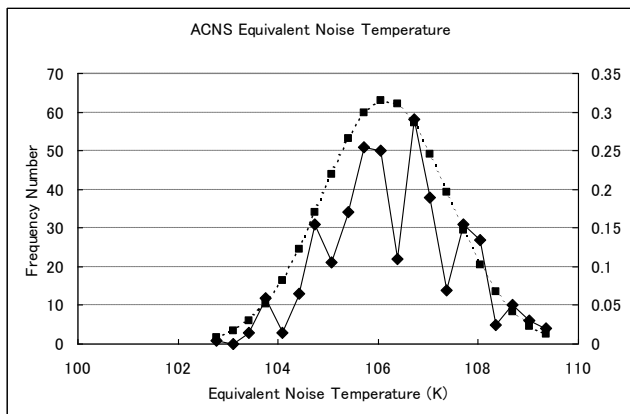



図-15 ACNS の等価雑音温度のヒストグラム

まとめ

LNC を ACNS と見立てると、その等価雑音温度は幾らか？という本実験の目的の観点で 表-4 を更に要約して平均すると 表-5 となる。LNC としての NF が 0.9 dB のものは、ACNS として 99 K min / 114 K max なるコールド・ノイズソースとして動作している。NF が 0.8 dB のものは、概略 90 K min/104 K max なるコールド・ノイズソースとして動作している。

表-4 測定結果 (min / max)

	LNC			
ACNS	A10085A	A10088A	A10089A	A10091A
A10085A	–	100 / 116	98 / 113	99 / 114
A10088A	86 / 98	–	89 / 101	90 / 102
A10089A	90 / 103	94 / 108	–	93 / 107
A10091A	85 / 102	92 / 106	93 / 106	–

表-5 ACNS の等価雑音温度 (min / max)

ACNS	Equivalent Noise Temperature (K)
A10085A	99 / 114
A10088A	88 / 100
A10089A	92 / 106
A10091A	90 / 105

不整合損失に対する補正を行なわなかった先の実験 [4] では、ACNS が約 65 K の等価雑音温度という、理論値と乖離した結果を得た。しかし、不整合損失に対する補正を行なった本実験では、理論値として算出した 104 K と良い一致を示している。[4]

しかし、不整合損失に対する補正を行なっても、反射係数の位相を考慮しない最大値/最小値での評価では、測定系の各ポートのリターンロスが 18 dB 程度では 15 K 程度の不確定要素を残す結果となった。これは、ACNS としての単体性能を論ずるのではなく、NF 測定全体での不確定要素が何で、それを如何に小さくするかが論点であろう。文献 [10] での一連の実験と考察が参考になる。

本実験では、Y ファクタ法と実験の課題である

- LNC のゲイン変動
- 接続素子の抵抗損失
- ポート間の不整合損失

を管理することで、非冷却でコールド・ノイズソースは実現できるか？ その等価雑音温度は如何に？ という所期の目的を達成することができた。

参考文献

[1] 1296 MHz Small EME Station with Good Capability (Part 3)
Sergey Zhutyaev, RW3BP
http://www.vhfdx.ru/apparatura/accurate_noise_figure_measurements_1296_mhz

[2] Experimental Validation of Generalized Equations for FET Cold Noise Source Design
Mark H. Weatherspoon and Lawrence P. Dunleavy
IEEE Trans. on MTT, Vol. 54, No. 2, February 2006

[3] Active Cold Noise Source

アクティブ・コールド・ノイズ・ソース
武安義幸　/ JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/ActiveColdSource_2.pdf

[4] Active Cold Noise Source – Experimental Data
アクティブ・コールド・ノイズ・ソース　―　実験データ
武安義幸　/ JA6XKQ
http://www.terra.dti.ne.jp/~takeyasu/AcnsMeasure_2.pdf

[5] An Active "Cold" Noise Source
ROBERT H. FRATHER and DAVID R. WILLIAMS
IEEE Trans. on MTT, Vol. 29, No. 4, April 1981

[6] Electrically Cold Microwave Artificial Resistors
ROBERT L. FORWARD and TERRY C. CISCO
IEEE Trans. on MTT, Vol. 31, No. 1, January 1983

[7] Ku band PLL LNB, Specifications
Rev.03M February 18, 2003
New Japan Radio Co., Ltd.
http://www.snxp.com/pdfs/lnb_ku003.pdf

[8] Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method
Application Note 57-2
Agilent Technologies
http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-3706E.pdf

[9] Low Noise GaAs-FET Preamps for EME: Construction and Measurement Problems
Rainer Bertelsmeier, DJ9BV
Revised Reprint from conference proceedings of 3rd International 432 and Up EME Conference, Thorn, Netherlands, September 1988
DUBUS　1988
http://www.qsl.net/ok1cdj/dubus/8804-2.pdf

[10] COMPARING DIFFERENT KINDS OF NF MEASUREMENTS
Leif Asbrink, SM5BSZ
May 30, 2013
http://www.sm5bsz.com/lir/nf/eme2012.htm#FINAL

[11] NOISE TEMPERATURE THEORY AND APPLICATIONS FOR DEEP SPACE COMMUNICATIONS ANTENNA SYSTEMS
Tom Y. Otoshi
ARTECH HOUSE

[12] Antenna System Noise-Temperature Calibration Mismatch Errors Revisited
T. Y. Otoshi
IPN Progress Report 42-148, February 15, 2002